



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

**KOMPENZACE NELINEARIT PŘI ŘÍZENÍ STŘÍDAVÝCH
POHONŮ**

COMPENSATION OF NONLINEARITIES IN AC MOTOR CONTROL ALGORITHMS

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Luděk Buchta

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Petr Blaha, Ph.D.

BRNO 2019

ABSTRAKT

V úvodu dizertační práce je provedena analýza vlivu mrtvého času a dalších nelinearit napěťového měniče. Na základě provedené analýzy byly navrženy tři kompenzační strategie pro vektorově řízený PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor). Pozorovatel napěťového rušení s váhovanými odchylkami proudů je založen na modelu PMSM, známých parametrech a snadno měřitelných veličinách. Druhý pozorovatel, který odhaduje proud v dq - souřadnicích a hodnotu napěťové chyby pomocí pouze jednoho parametru, je navržen na základě provedené harmonické analýzy a algoritmu Kalmanova filtru. Třetí metoda kombinuje adaptivní přístup se zpětnou vazbou s pozorovatelem rušivých napětí, který je založen na modelu PMSM. Dále byly navrženy dvě metody kompenzace pro vektorově řízený asynchronní motor. V prvním případě je standardní kompenzační strategie rozšířena o harmonický kompenzátor, který potlačuje přetrvávající 6. harmonickou složku v dq - souřadnicích. Poslední strategie provádí detekci polarity z odhadovaných fázových proudů, které jsou získány pomocí Kalmanova filtru. Všechny kompenzační strategie byly ověřeny pomocí simulací v prostředí MATLAB/Simulink a experimentů na reálných pohonech.

KLÍČOVÁ SLOVA

Kompenzace mrtvých časů, napěťový měnič, PMSM, asynchronní motor, Kalmanův filtr, pozorovatel rušivého napětí, harmonická analýza

ABSTRACT

Analysis of the dead-time effect and other nonlinearities of the voltage source inverter was carried out in the introduction of the doctoral thesis. Three compensation strategies for vector controlled PMSM were proposed based on the analysis. The voltage disturbance observer with cost function of current errors is based on the model of PMSM, known machine parameters and easily measurable quantities. The second observer which estimates the dq - axes currents and the value of the voltage error with one parameter only is designed based on the harmonic analysis and Kalman filter algorithm. The third method combines an adaptive approach with feedback and voltage disturbance observer that is based on the PMSM model. Furthermore, the two compensation methods for vector controlled induction motor were proposed. In the first case, the standard compensation strategy is extended by a harmonic compensator that suppresses the residual 6th harmonic component in dq - axes currents. The last strategy detects the polarity of the estimated phase currents that are obtained by the Kalman filter. All compensation strategies have been verified by MATLAB/Simulink simulations and by experiments on real drives.

KEYWORDS

Dead-time compensation, voltage source inverter, PMSM, induction motor, Kalman filter, voltage disturbance observer, harmonic analysis

BUCHTA, L. *Kompenzace nelinearit při řízení střídavých motorů*. Brno, 2019, 153 s. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Blaha, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma „Kompenzace nelinearit při řízení střídavých motorů“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením školitele dizertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor(ka) uvedené dizertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této dizertační práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu disertační práce panu doc. Ing. Petru Blahovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

OBSAH

Úvod	15
1 Současný stav řešení	16
2 Cíle práce	18
3 Analýza nelinearit napěťového měniče	19
3.1 Napěťový měnič	19
3.2 Důsledky zavedení mrtvého času do řídicích signálů spínacích prvků .	20
3.3 Analýza vlivu mrtvých časů	20
3.4 Zkreslení výstupního napětí měniče	21
3.4.1 Mrtvá doba	22
3.4.2 Spínací zpoždění	23
3.4.3 Úbytky napětí na polovodičových prvcích	23
3.4.4 Vliv parazitních kapacit na zkreslení výstupního napětí	25
3.4.5 Napěťová chyba v $\alpha\beta$ - souřadnicích	28
3.4.6 Detekce polarity	28
3.4.7 Zero-Current Clamping fenomén	29
3.5 Harmonická analýza	30
3.5.1 Analýza rušivých napětí pro PMSM	30
3.5.2 Analýza rušivých napětí pro asynchronní motor	36
4 Kalmanův filtr	41
4.1 Odvození Kalmanova filtru	41
4.2 Rozšířený Kalmanův filtr	43
5 Vlastní řešení	46
5.1 Standardní metoda kompenzace	46
5.1.1 Pásmo necitlivosti	46
5.1.2 Index harmonického zkreslení proudů	47
5.1.3 Výsledky simulací	47
5.1.4 Výsledky experimentů	49
5.2 Pozorovatel rušivého napětí s váhováním odchylek proudů	54
5.2.1 Odvození pozorovatele rušivého napětí	54
5.2.2 Výsledky simulací	57
5.2.3 Výsledky experimentů	64
5.3 Pozorovatel napěťového rušení založený na algoritmu Kalmanova filtru	69
5.3.1 Rozšíření modelu PMSM	69

5.3.2	Aplikace Kalmanova filtru	70
5.3.3	Výsledky simulací	72
5.3.4	Výsledky experimentů	78
5.4	Adaptivní kompenzační strategie s pozorovatelem rušivých napětí . .	83
5.4.1	Adaptivní část kompenzace	83
5.4.2	Pozorovatel napětového rušení (model PMSM s indukčností L_s)	85
5.4.3	Pozorovatel napětového rušení (model PMSM s indukčnostmi L_d a L_q)	86
5.4.4	Kombinace adaptivní části a pozorovatele napětového rušení .	88
5.4.5	Výsledky simulací	89
5.4.6	Výsledky experimentů	101
6	Kompenzační strategie pro asynchronní motory	107
6.1	Kompenzační metoda využívající harmonický kompenzátor	107
6.1.1	Metoda kompenzace	107
6.1.2	Výsledky simulací	111
6.1.3	Výsledky experimentů	115
6.2	Klasická kompenzace rozšířena o rekonstrukci fázových proudů . . .	117
6.2.1	Model asynchronního motoru pro aplikaci Kalmanova filtru . .	118
6.2.2	Kompenzační strategie s detekcí polarit odhadovaných proudů	120
6.2.3	Výsledky simulací	121
6.2.4	Výsledky experimentů	125
6.3	Realizace a použitý hardware	127
6.3.1	Platforma dSPACE DS1103	127
6.3.2	Řízený systém s PMSM	128
6.3.3	Řízený systém s asynchronním motorem	129
	Závěr	132
	Literatura	134
	Vlastní publikační činnost	141
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	143
	Seznam příloh	145
A	Výsledky reálných experimentů	146
A.1	Pozorovatel rušivých napětí s váhováním odchylek proudů	146

B	Bloková schémata pro DS1103	151
B.1	Blokové schéma řídicího algoritmu asynchronního motoru	151
B.2	Blokové schéma vektorového řízení asynchronního motoru	152
B.3	Blokové schéma řídicího algoritmu pro PMSM	153

SEZNAM OBRÁZKŮ

3.1	Schéma napěťového měniče.	19
3.2	Průběh fázového proudu v jedné větvi VSI (i_{sa_on} - fázový proud před mrtvou dobou; i_{sa_off} - fázový proud během mrtvé doby).	21
3.3	Vliv nelinearit VSI na výstupní napětí.	22
3.4	Jedna větev napěťového měniče se spínacími prvky typu MOSFET.	26
3.5	Vliv parazitních kapacit na zkreslení výstupního napětí VSI během mrtvé doby.	27
3.6	Zero-current clamping fenomén.	29
3.7	Fázorový diagram pro PMSM.	31
3.8	Rušivá napětí v abc -, $\alpha\beta$ - a dq - souřadnicovém systému.	35
3.9	Rušivá napětí Δv_d a Δv_q pro měnící se úhel γ	36
3.10	Fázorový diagram pro asynchronní motor.	37
5.1	Pásmo necitlivosti.	46
5.2	Blokové schéma vektorového řízení pro PMSM s implementovanou standardní kompenzací rušivého napětí.	48
5.3	Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace bez pásma necitlivosti.	48
5.4	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	49
5.5	Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace bez pásma necitlivosti. g)-i) Standardní kompenzace s pásmem necitlivosti.	50
5.6	Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace bez pásma necitlivosti. g)-i) Standardní kompenzace s pásmem necitlivosti.	51
5.7	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	52
5.8	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	53
5.9	Principiální blokové schéma vektorového řízení PMSM a pozorovatele rušivého napětí.	58

5.10	Blokové schéma pozorovatele rušivého napětí v prostředí Simulink.	58
5.11	Nastavení vah pozorovatele rušivých napětí.	59
5.12	Výsledky simulace po zahájení kompenzace odhadnutým napětím $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}$ v čase $t = 0.2$ s.	60
5.13	Srovnání průběhů fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Pozorovatel rušivých napětí $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}$	61
5.14	Průběh odhadů rušivých napětí $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}$	62
5.15	Příkazová napětí v $\alpha\beta$ - souřadnicovém systému. a) před kompenzací. b) po kompenzaci.	62
5.16	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s). a) Spek- trum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	63
5.17	Odhadovaná kompenzační napětí $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}$ pro otáčky 50 rad/s.	64
5.18	Srovnání průběhů fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Pozorovatel rušivých napětí $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}$	65
5.19	Srovnání průběhů fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Pozorovatel rušivých napětí $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta}$	66
5.20	Vliv změny doby trvání T_d na harmonické zkreslení HD	66
5.21	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spek- trum q - složky proudu.	67
5.22	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spek- trum q - složky proudu.	68
5.23	Principiální blokové schéma vektorového řízení PMSM a kompenzace založené na KF.	73
5.24	Simulinkové schéma algoritmu Kalmanova filtru.	73
5.25	Výpočet napětí v_{d6h} a v_{q6h}	74
5.26	Simulační výsledky po zahájení odhadu napětí $\hat{\mathbf{v}}_{dead}$ pomocí KF v čase $t = 0.2$ s.	75
5.27	Srovnání průběhů fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s). a)-c) Kompenzace pomocí KF. d)-f) Kompenzace pomocí KF s detekcí polarity z $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}$	76
5.28	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s) a) Spek- trum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	77

5.29	Výsledky reálného experimentu, zahájení odhadu napětí \hat{v}_{dead} v čase $t = 1.1$ s (rychlost ω_r 50 rad/s, se zátěží).	78
5.30	Srovnání průběhů fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) bez kompenzace. d)-f) Kompenzace pomocí KF s detekcí polarity z $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}$	79
5.31	Srovnání průběhů fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a)-c) bez kompenzace. d)-f) Kompenzace pomocí KF s detekcí polarity z $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}$	80
5.32	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	81
5.33	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	82
5.34	Principiální blokové schéma PMSM s kombinací adaptivní části a pozorovatelem napěťového rušení.	89
5.35	Blokové schéma adaptivní části kompenzace v prostředí Simulink.	90
5.36	Zahájení a průběh kompenzace pomocí samotné adaptivní části metody.	91
5.37	Detail zahájení kompenzace pomocí samotné adaptivní části metody.	92
5.38	Srovnání průběhů fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Pouze s adaptivní částí kompenzace $\hat{\mathbf{v}}_{d,s\alpha\beta}$	93
5.39	Blokové schéma pozorovatele rušivých napětí s modelem $PMSM_{L_s}$ v prostředí Simulink.	94
5.40	Blokové schéma pozorovatele rušivých napětí s modelem $PMSM_{L_dL_q}$ v prostředí Simulink.	94
5.41	Srovnání průběhů proudů a odhadů kompenzačních napětí (otáčky 50 rad/s). a)-d) pro pozorovatel s modelem $PMSM_{L_s}$. d)-h) pro pozorovatel s modelem $PMSM_{L_dL_q}$	95
5.42	Porovnání frekvenčních spekter proudů jednotlivých částí kompenzace (otáčky 50 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	96
5.43	Srovnání průběhů proudů pro sloučený přístup kompenzace (otáčky 50 rad/s). a)-c) Adaptivní metoda + pozorovatel s $PMSM_{L_s}$. d)-f) Adaptivní metoda + pozorovatel s $PMSM_{L_dL_q}$	97
5.44	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	98

5.45	Zahájení a průběh kompenzace pomocí sloučeného přístupu. a)-f) Adaptivní metoda + pozorovatel s $PMSM_{L_s}$. g)-l) Adaptivní metoda + pozorovatel s $PMSM_{L_dL_q}$	100
5.46	Průběh kompenzace pomocí sloučeného přístupu adaptivní metody a pozorovatele s modelem $PMSM_{L_s}$	101
5.47	Srovnání průběhů proudů pro sloučený přístup kompenzace (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Adaptivní metoda + pozorovatel s modelem $PMSM_{L_s}$	102
5.48	Srovnání průběhů proudů pro sloučený přístup kompenzace (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Adaptivní metoda + pozorovatel s modelem $PMSM_{L_s}$	103
5.49	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	104
5.50	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	105
6.1	Blokový diagram adaptivního pásmového filtru.	108
6.2	Druhý řád lattice Gray-Markelova all-pass filtru.	109
6.3	Principiální blokové schéma kompenzační metody s harmonickým kompenzátozem.	110
6.4	Frekvenční charakteristika adaptivního pásmového filtru při $\omega_r = 30$ rad/s.	111
6.5	Rozložení pólů a nul adaptivního pásmového filtru pro $\omega_s = 1 - 300$ rad/s.	112
6.6	Kompenzační napětí. a) Pouze standardní kompenzace. b) Příspěvek od standardní kompenzace. c) Příspěvek od harmonického kompenzátoru.	113
6.7	Srovnání průběhů proudů a rychlostí. a)-d) bez kompenzace, e)-h) standardní kompenzace, i)-l) standardní kompenzace rozšířena o harmonický kompenzátor.	113
6.8	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 30 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	114
6.9	Srovnání průběhů proudů a rychlostí pro případ a)-d) bez kompenzace, e)-h) se standardní kompenzací a pro případ i)-l) standardní kompenzace rozšířenou o harmonický kompenzátor.	115

6.10	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 30 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	116
6.11	Blokový diagram vektorového řízení pro asynchronní motor s kompenzací rušivých napětí.	122
6.12	Srovnání detekce polarit z měřeného a odhadovaného proudu.	122
6.13	Průběhy proudů a kompenzačních napětí.	123
6.14	Srovnání frekvenční spektrum proudů. a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	124
6.15	Průběh proudů pro případ standardní kompenzace rozšířené o rekonstrukci fázových proudů.	125
6.16	Srovnání frekvenční spektrum proudů. a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu (otáčky 30 rad/s).	126
6.17	Vnitřní architektura platformy dSPACE DS1103.	127
6.18	Řízený systém s PMSM.	128
6.19	Řízený systém s asynchronním motorem.	130
6.20	Blokové schéma zapojení systému s asynchronním motorem.	130
A.1	Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 100 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace. g)-i) Pozorovatel $\Delta\hat{v}_{s\alpha\beta}$	146
A.2	Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 100 rad/s, se zátěží). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace. g)-i) Pozorovatel $\Delta\hat{v}_{s\alpha\beta}$	147
A.3	Odhadovaná kompenzační napětí $\Delta\hat{v}_{\alpha\beta}$ pro otáčky 100 rad/s. a) bez zátěže. b) se zátěží.	147
A.4	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 100 rad/s, bez zátěže). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	148
A.5	Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 100 rad/s, se zátěží). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.	149
B.1	MATLAB/Simulink blokové schéma řídicího algoritmu asynchronního motoru pro platformu DS1103.	151
B.2	MATLAB/Simulink blokové schéma vektorového řízení a adaptivní kompenzace pro asynchronní motor na platformu DS1103.	152
B.3	MATLAB/Simulink blokové schéma řídicího algoritmu s kombinací adaptivní kompenzace a pozorovatelem napětového rušení pro platformu DS1103.	153

SEZNAM TABULEK

5.1	Harmonické zkreslení proudů - Simulace ($\omega_r = 50$ rad/s, bez zátěže)	99
5.2	Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 50$ rad/s, bez zátěže)	106
5.3	Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 50$ rad/s, se zátěží)	106
6.1	Harmonické zkreslení proudů - Simulace (asynchronní motor)	123
6.2	Harmonické zkreslení proudů - experiment (asynchronní motor)	125
6.3	Specifikace parametrů měniče	128
6.4	Specifikace parametrů PMSM	129
6.5	Specifikace parametrů měniče	131
6.6	Specifikace parametrů použitého asynchronního motoru	131
A.1	Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 100$ rad/s, bez zátěže)	150
A.2	Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 100$ rad/s, se zátěží)	150

ÚVOD

V dnešní době jsou v průmyslových aplikacích kladeny vysoké požadavky na řídicí algoritmy pohonných systémů. Aplikace konvenčních a inovativních způsobů řízení jako je vektorové řízení, bezsnímačové řízení nebo MPC (Model Predictive Control) nevyžadují pouze přesné měření fázových proudů popřípadě otáček, ale i precizní aplikaci vypočítaných napětí. Za tímto účelem jsou používány napěťové měniče řízené PWM (Pulse-Width Modulation) signály. Napěťové měniče jsou oblíbeny díky řadě výhodných vlastností, jako je vysoká spolehlivost, jednoduchý design a snadná aplikovatelnost. Ale jejich největší předností je využití spínacích prvků s vysokými spínacími frekvencemi, jako jsou IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) a MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) tranzistory. Používají se k vytvoření požadovaných průběhů napětí nezávisle na frekvenci zdroje, kterým je napěťový měnič napájen.

Bohužel, napěťové měniče mají také své nevýhody a omezení, které se projeví během konverze vypočítaného napětí na výsledné výstupní napětí měniče. Proces konverze je velice komplexní, výstupní napětí je ovlivněno celou strukturou měniče a speciálně chováním neideálních spínacích prvků. Mezi nelinearity, které se při konverzi napětí uplatní patří, mrtvá doba, zpoždění při spínání a rozepínání spínacích prvků, parazitní kapacity a úbytky napětí na polovodičových spínacích prvcích. Nejvýznamnější nelinearitou je všeobecně známá mrtvá doba, která se vkládá do řídicích signálů výkonových prvků. Tato velmi krátká ochranná prodleva brání současnému sepnutí komplementárních spínacích prvků v jedné větvi napěťového měniče a tak předchází zkratu ve stejnosměrném meziobvodu. Z toho plyne, že její použití je nezbytné. Bohužel, její zavedení způsobí napěťovou deformaci, jejímž následkem je odlišnost mezi skutečným výstupním napětím měniče a požadovaným napětím vypočítaným řídicím algoritmem. Navíc, skutečné napětí měniče ve formě pulzu PWM je vzhledem k jeho charakteristikám velmi obtížně měřitelné. Proto je v praxi požadované napětí přijato jako skutečné napětí, které bylo přivedeno na vinutí motoru, i když je ve skutečnosti odlišné. Tato napěťová chyba má následně nepříznivý vliv na celý řídicí algoritmus motoru.

Obvykle se projevuje harmonickým zkreslením fázových proudů, v jejichž spektrech se objevují parazitní liché harmonické složky. Dominantní je především pátá a sedmá harmonická složka, jejich amplituda narůstá se zvyšující se spínací frekvencí. V případě vektorového řízení se harmonické zkreslení proudů přenáší i do dq -souřadnicového systému, kde se projevuje zvlněním proudů a následně pulzací momentu a otáček motoru, které je patrné v ustáleném stavu. Projevy nelinearit měniče jsou obzvláště nepříjemné v rozsahu nízkých otáček. Proto není žádoucí deformaci výstupního napětí měniče zanedbávat, ale vhodným způsobem ji kompenzovat.

1 SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÍ

Problematika mrtvé doby a ostatních nelinearit měniče již byla rozebrána v mnoha publikacích a také bylo navrženo mnoho přístupů ke kompenzaci vyvolané deformace výstupních napětí měniče. Mezi nejrozšířenější patří tzv. standardní kompenzační metoda [12, 16, 17, 20, 25, 59], která spočívá v zavedení dopředné vazby a kompenzaci předpokládané průměrné ztráty fázového napětí během jednoho PWM cyklu v závislosti na aktuální polaritě fázových proudů. Přesnost kompenzace je závislá na přesné detekci polarity fázových proudů, klíčová je obzvláště oblast kolem průchodu proudů nulovou hodnotou [30]. Problematiku lze řešit filtrací fázových proudů [49], ale je nutné brát v úvahu fázový posuv zanesený filtrem do filtrovaných fázových proudů, který detekci polarity také ovlivní. Další možností je fázové proudy odhadovat. V práci [7] je prezentována kompenzační strategie využívající k detekci polarity rekonstruované fázové proudy, které jsou odhadovány stavovým pozorovatelem. Dalším jevem, který komplikuje detekci polarity v kritické oblasti je tzv. zero-current clamping fenomén, který ale bývá autory ve většině publikací zanedbáván [7, 49]. Protože se může, ale nemusí uplatnit pouze dvakrát během jedné sinusové periody jednoho fázového proudu a za specifických podmínek. Tento jev je při kompenzaci uvažován v práci [48]. Kvalita kompenzace pomocí dopředné strategie je rovněž ovlivněna samotnou velikostí kompenzačního napětí, které je závislé na přesné znalosti nelineárních charakteristik měniče. Navíc, jejich velikost se mění v závislosti na aktuálních provozních podmínkách jako jsou teplota, napětí na stejnosměrném meziobvodu a velikost fázových proudů [9].

Odlišná skupina přístupů se snaží kompenzační napětí odhadovat pomocí pozorovatelů, které jsou obvykle založeny na modelech motoru o různé úrovni složitosti [6, 14, 51]. Jednoduchý pozorovatel založený na napětovém modelu PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) pro algoritmus vektorového řízení je prezentován v [38] a [10]. Nevýhodou tohoto přístupu je absence zpětné vazby. Kompenzační napětí jsou dány odchylkou mezi aplikovaným napětím a napětími, která byla vypočtena na základě modelu motoru a měřených proudů. Z toho plyne, že jsou přímo závislé na přesné znalosti parametrů motoru.

Efektivním postupem, jak přistoupit k problematice kompenzace deformací výstupních napětí měniče je monitorování jejich nežádoucích projevů a následné potlačení. Nežádoucí projevy lze popsat pomocí harmonické analýzy napětových deformací a harmonického zkreslení fázových proudů [5, 13, 20, 56]. Nejčastěji je využíváno harmonického zvlnění proudu v dq -souřadnicích, jenž je způsobeno dominantní 6. harmonickou složkou a jejími násobky. Například kompenzační strategie v práci [20] zavádí zpětnou vazbu od přetrvávajícího zvlnění proudu v dq -souřadnicích po aplikaci standardní kompenzace. Přetrvávající 6. harmonická složka

je filtrována pomocí adaptivního filtru a následně je odčítána od žádané hodnoty proudů v dq - souřadnicích na vstupu do proudových regulátorů. Nevýhoda přístupu spočívá v tom, že odečítané kompenzační proudy jsou zatížené fázovým posuvem adaptivního filtru, který ovlivní výslednou kvalitu kompenzace. Také kompenzační strategie v práci [13] využívá 6. harmonické složky proudu, která je získána z výstupu integrátoru proudového PI regulátoru v d - ose, k potlačení napětového zkreslení. Tato kompenzační strategie je určena pouze pro vektorově řízený PMSM. V další strategii [56] je během ustáleného stavu identifikován kompenzační faktor k , který udává míru kompenzace pomocí harmonických napětí. Jako kritérium pro určení kompenzačního faktoru k je zvolena velikost 6. harmonické složky proudu v d - nebo q - ose, která je získána jako rozdíl mezi měřenými dq - proudy a referenční hodnotou danou jejich plovoucím průměrem. Kvalita kompenzace je závislá na počtu harmonických složek, se kterými je počítáno a na úhlu mezi proudovým a napětovým vektorem. Za podobným účelem je v publikaci [9] vytvořeno kompenzační schéma obsahující strukturu MRAS (Model Reference Adaptive System).

Jiné kompenzační strategie využívají vztahu mezi amplitudou nežádoucího zvlnění napětí v dq - souřadnicích a velikostí kompenzačních napětí v souřadnicích spjatých se statorem [39, 46, 47]. Velikost žádaného parametru je postupně identifikována z odhadů napětového zvlnění, které je získáno pomocí jednoduchého pozorovatele vycházejícího z napětových rovnic PMSM. Jeden krok on-line identifikace trvá relativně dlouho a musí být prováděn během ustáleného stavu. Hodnota identifikovaného parametru je aktualizována dvakrát za jednu elektrickou otáčku [47].

Vytvoření přesného matematického modelu napětového měniče [9, 21, 22], který bude zahrnovat velké množství nelinearit je poměrně obtížné. Nejproblematictější je, že rovnice kompenzačních napětí vycházející z modelu měniče jsou závislé na přesné znalosti jeho parametrů. Například, úbytky napětí na polovodičových spínacích prvcích se liší nejen v závislosti na použitém spínacím prvku (IGBT, MOFET), ale i u různých prvků stejného typu, navíc se mění s operačními podmínkami [7]. Situace kolem parazitních kapacit je ještě komplikovanější a závislá nejen na typu použitého spínacího prvku, ale i na zapojení celého střídače [55]. Proto je odvození rovnic kompenzačních napětí zahrnující všechny jevy velice komplexní. Na rozdíl od adaptivních metod nejsou univerzální, protože závisí na konkrétní realizaci použitého měniče. Detailní analýza vlivu nabíjení a vybíjení parazitních a tlumících kapacit spínacích prvků je provedena v práci [3]. V publikacích [28, 29, 45] jsou prezentovány další metody kompenzace uvažující tlumící kapacitu spínacích prvků.

Zcela jiný přístup ke kompenzaci mají práce [24, 40, 53, 54], které se snaží minimalizovat vliv mrtvé doby pomocí úpravy konstrukce měniče. V pracích [52, 53] je za pomoci přesné detekce spínání výkonových prvků eliminována mrtvá doba, ale za cenu přidání snímače proudu ke každému spínacímu prvku měniče.

2 CÍLE PRÁCE

Cílem této práce je návrh kompenzačních strategií potlačující nepříznivý vliv deformací výstupního napětí měniče na výkonnost algoritmu vektorového řízení PMSM a asynchronního motoru. Nejprve bylo nutné provést důkladnou analýzu vlivu efektu mrtvých časů a dalších nelinearit napětového měniče, jako jsou doba sepnutí a rozepnutí spínacích prvků a napětové úbytky na polovodičových spínacích prvcích. Dále provést analýzu současného stavu problematiky. Na jejím základě rozšířit stávající metody kompenzace a navrhnout nové kompenzační strategie, které potlačují nevýhody stávajících metod.

Práce se zaměřuje pouze na metody kompenzace, které mohou být aplikovány bez fyzické změny napětového měniče. Při návrhu jsou upřednostňovány metody kompenzace, které jsou nezávislé na typu použitého spínacího prvku a parametrech měniče. Dalším cílem je prozkoumat možnosti samočinně se nastavující metody kompenzace a možnosti dodatečného potlačení přetrvávajících deformací výstupního napětí měniče projevujících se ve fázových proudech po standardní nebo jiné kompenzaci mrtvých časů. Závěr práce se věnuje návrhu pozorovatele, který dokáže odhadovat kompenzační napětí na základě modelu pohonu.

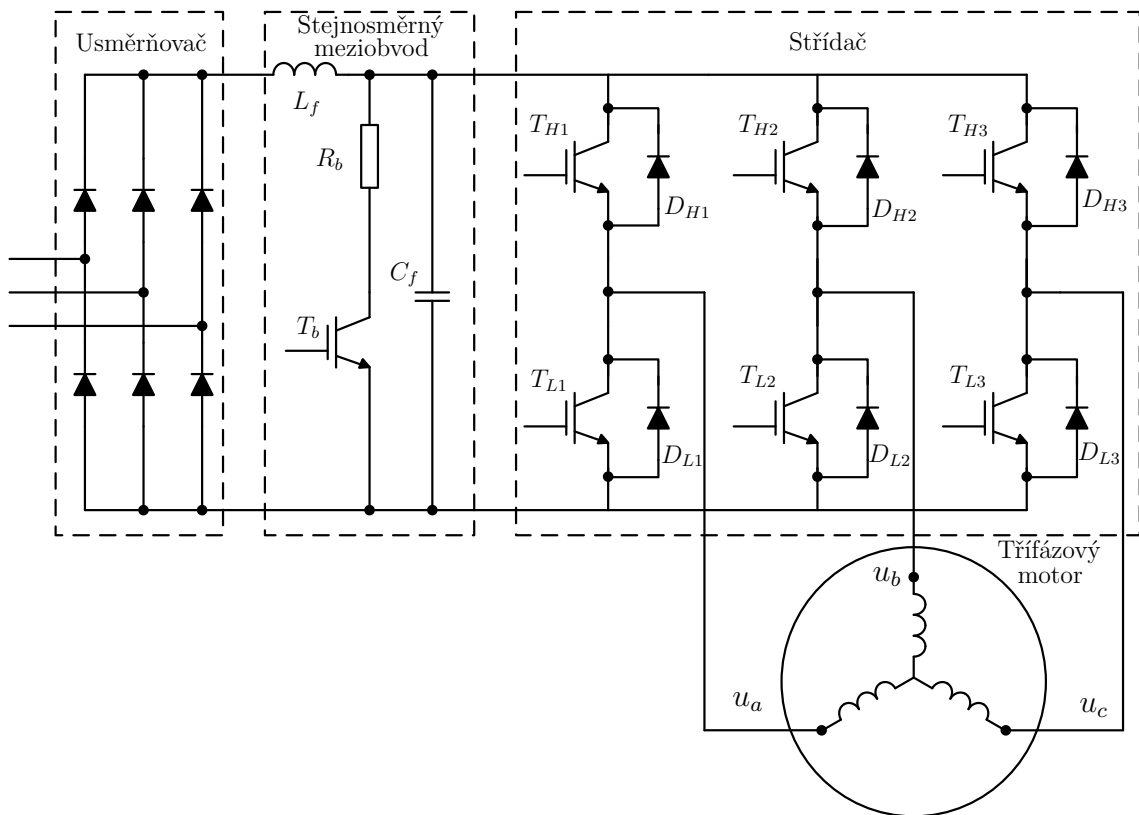
Cíle práce lze shrnout do následujících bodů:

- Seznámit se s vlivem mrtvé doby a dalších nelinearit napětového měniče na řízený pohon.
- Provést harmonickou analýzu napětových deformací.
- Vytvořit kompenzační metodu, která využívá k zavedení zpětné vazby negativní projevy deformace výstupního napětí měniče.
- Navrhnout adaptivní kompenzační strategie nezávislé na parametrech měniče.
- Sestavit pozorovatele pro odhad kompenzačních napětí, který je založen na modelu motoru.
- Implementovat navržené kompenzační metody do řídicího algoritmu PMSM nebo asynchronního motoru a následně je ověřit pomocí simulací.
- Ověřit kompenzační strategie na reálných pohonech.

3 ANALÝZA NELINEARIT NAPĚŤOVÉHO MĚNIČE

3.1 Napěťový měnič

Při řízení střídavých pohonů se dnes v průmyslu standardně používají napěťové měniče VSI (Voltage Source Inverter) s nepřímou změnou kmitočtu, které se skládají ze tří základních částí: usměrňovače, stejnosměrného meziobvodu a střídače. Schéma napěťového měniče s připojeným třífázovým motorem jako zátěží je uvedeno na Obr. 3.1. Ve většině případů je použit diodový usměrňovač, který je určen pro jednofázové nebo trojfázové napájení. Součástí napěťového meziobvodu bývá kromě filtrační indukčnosti L_f také brzdný rezistor R_b , který je zapojen paralelně k filtračnímu kondenzátoru C_f . Brzdný rezistor R_b je spínán tranzistorem T_b v případě, že by napětí na meziobvodu mohlo překročit nastavenou mezní hodnotu. Poslední částí je střídač v můstkovém zapojení, který se skládá ze šesti aktivních spínacích prvků T_{H1-H3} a T_{L1-L3} , v tomto případě se jedná o IGBT tranzistory. Ke každému z tranzistorů je antiparalelně připojena rekuperační dioda D_{H1-H3} a T_{L1-L3} [34, 43].



Obr. 3.1: Schéma napěťového měniče.

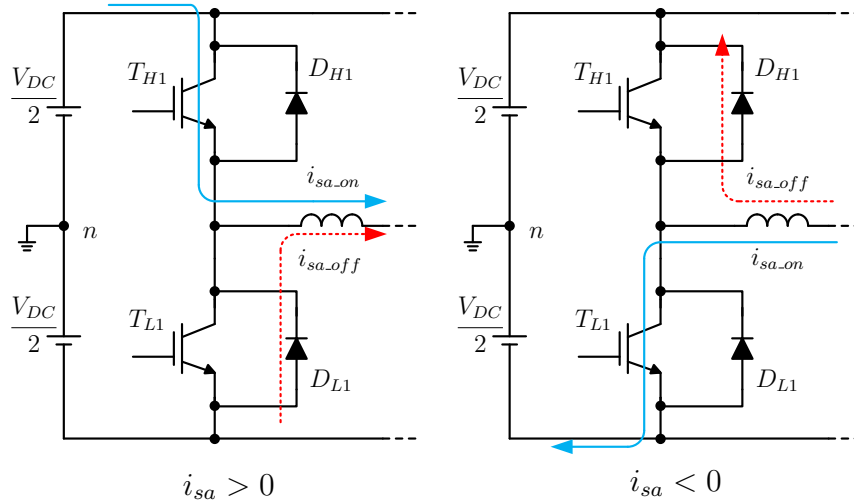
3.2 Důsledky zavedení mrtvého času do řídicích signálů spínacích prvků

Pár tranzistorů T_H/T_L v jedné větvi střídače vždy pracuje v komplementárním módu, kdy je jeden tranzistor sepnutý a druhý rozepnutý, případně naopak. Bohužel žádný reálný spínací prvek nedokáže sepnout nebo vypnout protékající proud v nekonečně krátkém čase. Nastává riziko, že jeden spínací prvek je již otevřený, zatím co druhý se ještě nestihl zavřít. Během této situace začne oběma spínacími prvky téže větve protékat zkratový proud, což způsobí zničení součástek vlivem neřízeně narůstajícího proudu. Proto je do řídicích signálů výkonových tranzistorů mezi spínací pulsy vložena časová prodleva nebo-li mrtvá doba T_d , která zpozdí nástupnou hranu řídicího signálu a umožní párovému tranzistoru bezpečné vypnutí. Zavedení mrtvé doby slouží jako prevence před zkratem ve stejnosměrném meziobvodu, zabrání nežádoucímu současnému sepnutí horního T_H a spodního T_L spínacího prvku v jedné větvi střídače.

Během mrtvé doby oba spínací prvky přestávají vodit a proud může téct pouze přes rekuperační diody D_H/D_L . Důsledkem je upnutí výstupu ke kladné nebo záporné části větve měniče v závislosti na polaritě protékajícího proudu. Tento jev je příčinou rozdílného výstupního napětí měniče oproti očekávanému požadovanému napětí, přičemž platí, že čím je doba prodlevy delší, tím je výstupní napětí více deformováno. Zkreslení není závislé čistě jen na velikosti mrtvé doby, ale i na poměru její velikosti k délce periody pulsně šířkové modulace (PWM). Proto se mrtvá doba volí co možná nejkratší s ohledem na její minimální dobu danou parametry měniče. V dnešní době vyráběné spínací prvky (IGBT, MOSFET) dosahují velmi vysokých spínacích frekvencí. Jejich vypínací časy se pohybují v rozmezí od desítek ns (SiC MOSFET) až po desítky μs . Tato doba závisí na typu, kvalitě a konstrukci vybrané součástky. Minimální doba prodlevy není dána jen spínacími a rozpínacími časy použitých spínacích prvků ve střídači, ale je závislá i na dalších parametrech měniče, od jeho nelinearity až po komplexní zahrnutí celého pohonu [20, 43].

3.3 Analýza vlivu mrtvých časů

Analýza vlivu mrtvých časů bude pro přehlednost provedena pouze na jedné větvi střídače, v případě analýzy ostatních větví bychom dospěli k obdobným výsledkům. Nejdříve nadefinujeme polaritu fázového proudu i_{sa} tak, že polarita i_{sa} je kladná ($i_{sa} > 0$), když proud i_{sa} teče z měniče do třífázového motoru, jak je znázorněno na Obr. 3.2 a). A naopak, polarita i_{sa} je záporná ($i_{sa} < 0$), když proud i_{sa} teče z motoru do měniče viz Obr. 3.2 b).

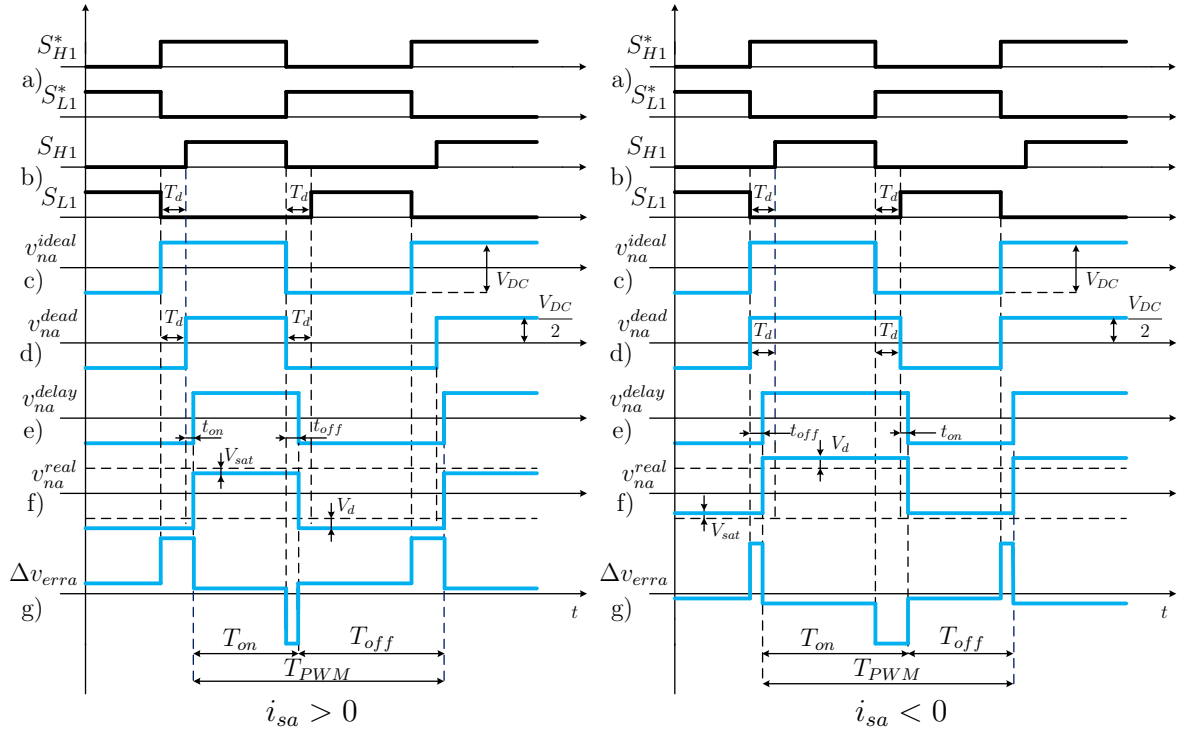


Obr. 3.2: Průběh fázového proudu v jedné větvi VSI (i_{sa_on} - fázový proud před mrtvou dobou; i_{sa_off} - fázový proud během mrtvé doby).

Nyní předpokládejme, že spínací prvky T_H a T_L jsou řízeny ideálním PWM signálem. V první situaci ($i_{sa} > 0$), když je vrchní spínací tranzistor T_H v sepnutém stavu a spodní tranzistor T_L je v rozepnutém stavu, proud teče do motoru skrz spínací prvek T_H , na vinutí motoru je připojena kladná hodnota napájecího napětí $V_{DC}/2$. Ve druhé situaci ($i_{sa} < 0$), když je spínací tranzistor T_L v sepnutém a T_H v rozepnutém stavu, proud teče skrz tranzistor T_L do napětového měniče. Z čehož vyplývá, že vinutí motoru je připojeno na zápornou hodnotu napájecího napětí $V_{DC}/2$. Ale v reálném případě jsou spínací prvky řízeny PWM signály, které obsahují mrtvou dobu, což vede ke změně chování větve střídače. Oba komplementární tranzistory S_H a T_L se během mrtvé doby T_d nacházejí v rozepnutém stavu. Za této situace polarita napájecího napětí připojeného na vinutí motoru závisí na polaritě proudu protékajícího vinutím. Pokud je $i_{sa} > 0$, fázový proud teče do motoru skrze spodní diodu D_L (červený průběh i_{sa_off} na Obr. 3.2 a)). Z toho vyplývá, že na vinutí je připojeno záporné napájecí napětí $V_{DC}/2$. V opačném případě, když $i_{sa} < 0$, proud teče z vinutí motoru do měniče skrz diodu D_H a na vinutí je připojeno kladné napájecí napětí $V_{DC}/2$ viz Obr. 3.2 b). Z uvedeného rozboru je patrné, že zavedení mrtvé doby T_d zapříčiní odchylku výstupního napětí měniče od očekávaného napětí. Dále je zřejmé, že tato napěťová chyba bude úzce spjata s polaritou fázového proudu [7, 9, 36, 43, 50].

3.4 Zkreslení výstupního napětí měniče

V následující kapitole je uveden princip zkreslení výstupního napětí měniče nejen vlivem mrtvé doby T_d , ale i vlivem dalších nelinearit měniče, jako jsou napěťové



Obr. 3.3: Vliv nelinearit VSI na výstupní napětí.

úbytky na polovodičových prvcích a zpoždění vznikající při spínání a rozepínání tranzistoru. Na Obr. 3.3 jsou uvedeny průběhy vzorů spínacích signálů a průběhy výstupního napětí měniče v časové oblasti pro kladný ($i_{sa} > 0$) respektive záporný ($i_{sa} < 0$) směr fázového proudu.

3.4.1 Mrtvá doba

Vztah mezi očekávaným ideálním a skutečným výstupním napětím měniče a průběhy vzorů spínacích signálů jsou znázorněny na Obr. 3.3. S_{H1}^* a S_{L1}^* představují ideální vzory PWM signálů pro vrchní T_{H1} a spodní T_{L1} spínací prvky, jsou zobrazeny na Obr. 3.3 a). Náběžná hrana PWM signálu představuje pokyn k sepnutí a sestupná hrana pokyn k rozepnutí spínacího prvku. Reálné řídicí PWM signály S_{H1} a S_{L1} zahrnující mrtvou dobu T_d jsou uvedeny na Obr. 3.3 b). Průběh ideálního výstupního napětí měniče v_{na}^{ideal} je zobrazeno na Obr. 3.3 c). Vložení prodlevy T_d ovlivní poměr doby, po kterou je vinutí motoru připojeno ke kladné respektive záporné polaritě napájecího napětí v závislosti na aktuální polaritě fázového proudu, jak je ukázáno na průběhu výstupního napětí měniče v_{na}^{dead} na Obr. 3.3 d). Dále si lze povšimnout, že v případě kladné polarity fázového proudu se napětí v_{na}^{dead} řídí výhradně dle řídicího signálu S_{H1} vrchního spínacího prvku T_{H1} a v případě záporné polarity i_{sa} se napětí v_{na}^{dead} řídí dle signálu S_{L1} spodního spínacího prvku.

Napěťovou chybu Δv_{erra} během jedné periody PWM lze vyjádřit následujícím

vztahem

$$\Delta v_{erra} = \frac{T_d}{T_{PWM}} V_{DC} \cdot \text{sign}(i_{sa}) \quad (3.1)$$

$$\text{sign}(i_{sa}) = \begin{cases} 1, & i_{sa} > 0 \\ -1, & i_{sa} < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

kde V_{DC} představuje napětí na stejnosměrném meziobvodu a T_{PWM} dobu jednoho spínacího cyklu [43, 50, 59].

3.4.2 Spínací zpoždění

Dále je třeba při rozboru brát v potaz reálné parametry součástek a jejich parazitní vlivy. Žádný spínací prvek není schopen sepnout nebo vypnout protékající proud v nekonečně krátkém čase, proto jsou do průběhu na Obr. 3.3 e) zahrnuta zpoždění t_{on} a t_{off} , která vznikají při spínání a rozepínání tranzistoru. Tato spínací zpoždění ovlivňují dobu, po kterou je na vinutí motoru připojeno k dané polaritě napájecího napětí, proto musejí být zahrnuty do rovnice pro výpočet napěťové chyby. Perioda mrtvé doby T_d v rovnici (3.1) je nahrazena periodou T_{dead} , která je definovaná dle rovnice (3.3), čímž získáme rovnici (3.4).

$$T_{dead} = (T_d + t_{on} - t_{off}) \quad (3.3)$$

$$\Delta v_{erra} = \frac{T_{dead}}{T_{PWM}} V_{DC} \cdot \text{sign}(i_{sa}) = v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sa}) \quad (3.4)$$

Pokud by $t_{on} = t_{off} \neq 0$, došlo by k redukci vztahu (3.4) na (3.1), protože napěťové průběhy by vykazovaly fázový posuv, který nemá vliv na jejich průměrnou hodnotu. Tato situace může nastat jen ve speciálních případech, protože doba potřebná k rozepnutí tranzistoru bývá obvykle delší než doba potřebná k jeho sepnutí. Ale pokud se na tuto situaci podíváme z jiného úhlu, je-li $t_{on} > t_{off}$ dojde k nárůstu zkreslení výstupního napětí měniče [13, 19].

3.4.3 Úbytky napětí na polovodičových prvcích

Výkonový spínací prvek je charakterizován svým vnitřním odporem a také každá dioda je charakterizována odporem v propustném směru. Velikosti těchto odporů určují maximální přípustný proud tekoucí spínacím prvkem, aniž by byl překročen povolený ztrátový výkon. Tyto odpory způsobují pokles napětí při průtoku zatěžovacího proudu zařízením. Předpokládejme, že všechny spínací prvky v měniči mají stejný odpor R_t a všechny diody mají stejný odpor R_d v propustném směru, pak

během spínacího cyklu jsou úbytky napětí na polovodičových prvcích dány následovně

$$V_{sat} = V_{sat0} + |i_{sa}| R_t \quad (3.5)$$

$$V_d = V_{d0} + |i_{sa}| R_d \quad (3.6)$$

kde V_{sat0} je prahové napětí na spínacím tranzistoru, a V_{d0} je prahové napětí na diodě a i_{sa} je zatěžovací proud tekoucí měničem během spínacího intervalu. V rovnicích (3.5)-(3.6) vyjadřujících úbytky napětí V_{sat} a V_d je při definici použita absolutní hodnota proudu $|i_{sa}|$, která odpovídá průtoku proudu přes spínač pouze v jednom směru. Napěťové úbytky se uplatňují pouze v případě $i_{sa} \neq 0$, pokud $i_{sa} = 0$ přes polovodičové prvky neprotéká proud a logicky na nich nemohou nastat žádné úbytky [7, 19]. Napětí V_{DC} je negativně ovlivněno úbytky napětí dle následující rovnice.

$$V_{DC}^* = V_{DC} - (V_{sat} - V_d) \quad (3.7)$$

$$= V_{DC} - (V_{sat0} - V_{d0}) - |i_{sa}| (R_t - R_d) \quad (3.8)$$

$$\cong V_{DC} - (V_{sat} - V_d) \quad (3.9)$$

V literatuře [11, 48] často dochází k zanedbání výrazu $|i_{sa}|(R_t - R_d)$ z rovnice (3.8) aby bylo dosaženo zjednodušení výsledných vztahů pro kompenzaci mrtvých časů. Zanedbání výrazu je přípustné pokud platí, že $V_{DC} \gg |i_{sa}|(R_t - R_d)$. Průběh napětí na Obr. 3.3 f) je doplněn o úbytky napětí na spínacích prvcích a diodách a představuje reálné výstupní napětí v_{na}^{real} měniče. Vliv napěťových úbytků je obzvlášť výrazný při nízkých napájecích napětích motoru.

Rovnice (3.10) udává průměrnou napěťovou chybu vyvolanou úbytky během jedné PWM periody, T_{on} a T_{off} reprezentuje dobu, po kterou je na vinutí přivedeno kladné respektive záporné napájecí napětí [11, 21, 48].

$$V_{ave} = \begin{cases} \frac{T_{on}V_{sat} + T_{off}V_d}{T_{PWM}}, & i_{sa} > 0 \\ \frac{T_{on}V_d + T_{off}V_{sat}}{T_{PWM}}, & i_{sa} < 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Následně je průměrná napěťová chyba z rovnice (3.4) během jednoho spínacího cyklu PWM rozšířena o vliv úbytků napětí na výstupní napětí měniče, tím získáme výslednou rovnici napěťové chyby Δv_{erra} vyvolanou mrtvým časem a dalšími parazitními nelinearitami měniče. Odvození vzorců pro výpočet napěťové chyby u zbývajících b - fáze a c - fáze by se provedlo obdobně [21, 23, 48].

$$\Delta v_{erra} = \frac{T_{dead}}{T_{PWM}} V_{DC}^* \cdot \text{sign}(i_{sa}) + V_{ave} \quad (3.11)$$

Průběh napětí představující rozdíl mezi ideálním napětím, které očekáváme na výstupu měniče, a napětím, které bychom na výstupu měniče naměřili, je uveden na Obr. 3.3 g), tento rozdíl je třeba kompenzovat [23, 48]. Průměrná napěťová chyba během spínacího cyklu bývá v literatuře často udávána dle zjednodušeného vztahu, ve kterém jsou obsaženy všechny zmíněné nelinearity [9, 20].

$$v_{dead} = \frac{T_d + t_{on} - t_{off}}{T_{PWM}} \cdot (V_{DC} - V_{sat} + V_d) + \frac{V_{sat} + V_d}{2} \quad (3.12)$$

Tento vztah je výhodnější pro výpočet kompenzačního napětí a následnou implementaci, protože v něm nevystupují časy T_{on} a T_{off} , které by se musely v algoritmu dopočítávat [1]. Jak již bylo uvedeno, průměrná napěťová chyba jednotlivých fází během PWM periody je závislá na polaritě fázového proudu, napěťovou chybu a - fáze lze pomocí předešlé rovnice (3.12) vyjádřit následovně.

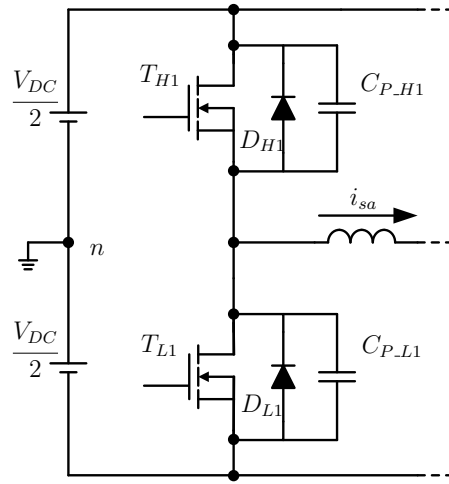
$$\Delta v_{erra} = v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sa}) \quad (3.13)$$

Bohužel, ve skutečnosti je určení přesné aktuální hodnoty parametru v_{dead} velice obtížné, protože je závislý na parametrech, které jsou prakticky neměřitelné a navíc se mění v závislosti na pracovních podmínkách, zejména na velikosti zatěžovacího proudu tekoucím měničem [38].

3.4.4 Vliv parazitních kapacit na zkreslení výstupního napětí

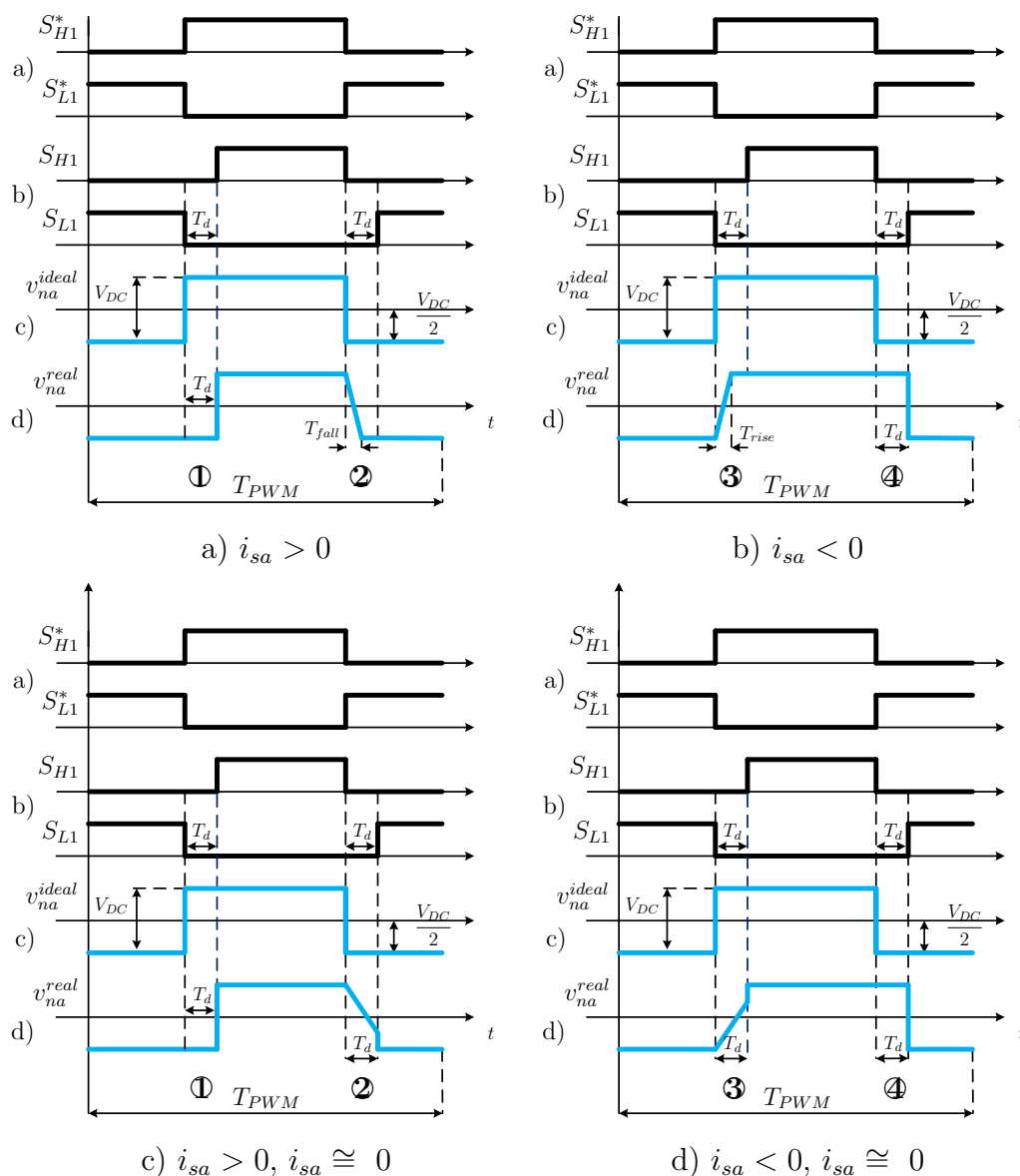
Při výše provedené analýze zkreslení výstupního napětí měniče se předpokládá, že hrana výstupního napětí po sepnutí/rozepnutí spínacího prvku má ideálně strmý tvar. Avšak, ani jedna z těchto operací spínacího prvku ve skutečnosti neproběhne v nekonečně krátkém čase, a proto nelze předpokládat, že se výstupní napětí změní v daném okamžiku skokově. Průběh změny reálného napětí může mít určitý sklon, jenž je ovlivněn velikostí parazitní kapacity spínacího prvku a popřípadě tlumícími kapacitami. Výsledný napěťový profil nebo-li rychlost změny výstupního napětí během mrtvé doby T_d , se mění v závislosti na velikosti fázového proudu, který protéká spínacím prvkem.

Analýza zkreslení výstupního napětí je provedena na jedné větvi měniče se spínacími prvky typu MOSFET (Obr. 3.4), kde paralelně zapojené kondenzátory C_{P_H1} a C_{P_L1} představují parazitní kapacitu spínacích prvků. Průběhy výstupního napětí a vzory spínacích PWM signálů jsou uvedeny na Obr. 3.5. V závislosti na polaritě a velikosti fázového proudu i_{sa} lze problematiku deformace výstupního napětí při spínání rozdělit na čtyři případy, které mohou nastat během mrtvé doby T_d (provedená analýza neuvažuje vliv úbytků napětí na spínacích prvcích) [26, 43].



Obr. 3.4: Jedna větev napěťového měniče se spínacími prvky typu MOSFET.

- Předpokládejme kladný směr fázového proudu ($i_{sa} > 0$) a stav spínacích prvků dle ① z Obr. 3.5 a), na jehož začátku je již spínací prvek T_{H1} rozepnut. Následně dojde k rozepnutí i spínacího prvku T_{L1} , výstupní napětí v_{na}^{real} bude odpovídat záporné hodnotě napájecího napětí $V_{DC}/2$ po celou dobu trvání mrtvé doby T_d . Během tohoto stavu bude napětí na kondenzátoru $C_{P.H1}$ odpovídat $V_{DC}/2$ a napětí na $C_{P.L1}$ bude nulové. Po uplynutí periody T_d dojde k sepnutí spínacího prvku T_{H1} a proud, který tekł diodou D_{L1} , začne téct přes sepnutý T_{H1} . Parazitní kondenzátor $C_{P.L1}$ je okamžitě nabit na $V_{DC}/2$ díky vysokému nabíjecímu proudu a $C_{P.H1}$ je vybit přes T_{H1} . V tomto případě nedojde k deformaci hrany výstupního napětí.
- Opět předpokládejme, že směr proudu je kladný ($i_{sa} > 0$), spínací prvek T_{H1} je v sepnutém stavu a T_{L1} v rozepnutém stavu dle ② z Obr. 3.5 a). Když poté dojde k rozepnutí T_{H1} , začne se nabíjet $C_{P.H1}$, což se projeví poklesem napětí v_{na}^{real} během periody T_d . Sklon sestupné hrany napětí je přímo úměrný velikosti fázového proudu i_{sa} . V závislosti na velikosti proudu i_{sa} a mezní hodnoty C_{zcc} z (3.14) mohou nastat dva profily sestupné hrany napětí. Pokud je parazitní kapacita spínacích prvků $C_P < C_{zcc}$, proud poteče přes parazitní kapacitu spínacích prvků, napětí dosáhne záporné úrovně $V_{DC}/2$ před uplynutím mrtvé doby T_d , následně proud poteče spodní diodou D_{L1} až do konce T_d viz Obr. 3.5 a). Ve druhém případě z Obr. 3.5 c) je napětí větší než záporná úroveň $V_{DC}/2$ na konci T_d . Tento jev může nastat v případě, když je velikost proudu dostatečně malá ($i_{sa} \cong 0$), aby byla splněna podmínka $C_P > C_{zcc}$. Napětí v_{na}^{real} dosáhne záporné úrovně $V_{DC}/2$ až po sepnutí T_{L1} .



Obr. 3.5: Vliv parazitních kapacit na zkreslení výstupního napětí VSI během mrtvé doby.

- V případě záporného směru fázového proudu ($i_{sa} < 0$) a stavu spínacích prvků dle ③ z Obr. 3.5 bude spínací proces a průběh napětí v_{na}^{real} opačný k uvedenému případu ②. Opět se budou vyskytovat dva profily náběžné hrany napětí v závislosti na velikosti proudu i_{sa} a mezní hodnoty C_{zcc} viz Obr. 3.5 b) a d).
- Opět předpokládejme, že směr proudu je záporný ($i_{sa} < 0$) a stav spínacích prvků je dle ④ z Obr. 3.5. Spínací proces a průběh napětí v_{na}^{real} bude opačný k uvedenému případu ①. Napětí v_{na}^{real} bude odpovídat kladné hodnotě napětí $V_{DC}/2$ po celou dobu T_d . Záporné úrovně $V_{DC}/2$ je dosaženo okamžitě po sepnutí T_{L1} .

$$C_{zcc} = |i_{sa}| \frac{T_d}{V_{DC}} \quad (3.14)$$

Z provedené analýzy je patrné, že parazitní kapacity spínacích prvků zpomalují průběh sestupné hrany napětí v případě kladného směru fázového proudu a průběh nástupné hrany napětí v případě záporného směru fázového proudu. Deformace výstupních napětí vlivem parazitních kapacit se uplatňuje především v oblasti, kde jeden z fázových proudů prochází nulovou hodnotou a $i_{sx} \cong 0$ [3, 27, 43, 55].

3.4.5 Napěťová chyba v $\alpha\beta$ - souřadnicích

Výstupní napěťová chyba měniče v třífázovém stacionárním souřadnicovém systému je transformována do dvoufázového stacionárního souřadnicového systému pomocí Klárkové transformace [7]

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{erra} \\ \Delta v_{errb} \\ \Delta v_{errc} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

kde Δv_{errb} a Δv_{errc} reprezentují výstupní napěťové b - a c - fáze, které byly získány stejnou cestou jako rovnice (3.13). Napěťová chyba v $\alpha\beta$ - souřadnicích je dána následující rovnicí.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{v_{dead}}{3} \begin{bmatrix} 2 \cdot \text{sign}(i_{sa}) - \text{sign}(i_{sb}) - \text{sign}(i_{sc}) \\ \sqrt{3}\text{sign}(i_{sb}) - \sqrt{3}\text{sign}(i_{sc}) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

3.4.6 Detekce polarity

Během doby, kdy jsou oba komplementární tranzistory vypnuty, je výstupní napětí měniče závislé na polaritě příslušného fázového proudu. Proto je přesná detekce polarity fázových proudů klíčová pro skupinu standardních kompenzačních strategií vycházejících z odvozených vztahů (3.1) - (3.13). Fázové proudy jsou obvykle snímány dvěma nebo třemi snímači proudu, které mohou být přímo zapojeny ve větvi měniče nebo mezi výstupem měniče a vinutím motoru. V prvním případě se používají teplotně stálé a přesné odpory, ve druhém nejčastěji snímače zahrnující Hallovu sondu. V případě použití pouze dvou snímačů proudu je proud třetí fáze dopočítán [4, 43].

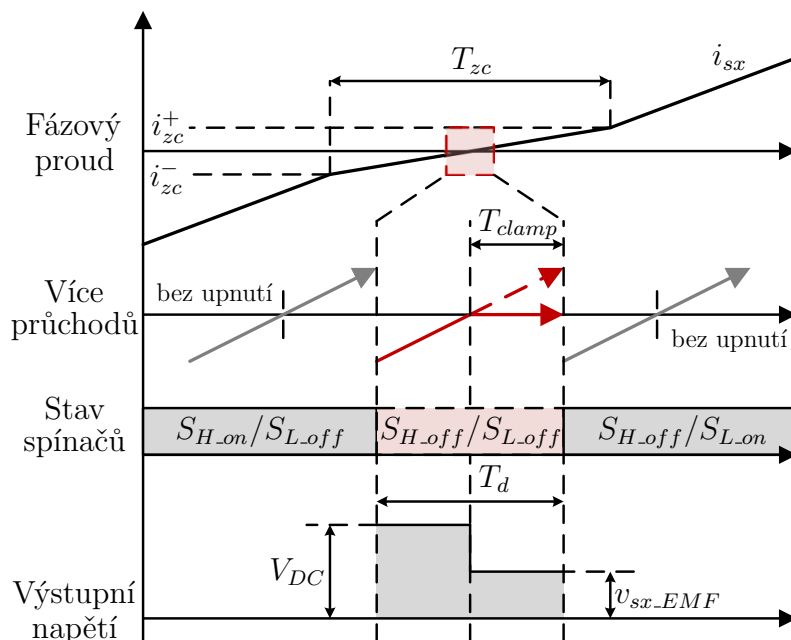
Standardní metoda detekce polarity fázového proudu principiálně funguje následovně [11, 31]. Proud, který je filtrovaný analogovým filtrem typu dolní propust, je obvykle změřen jednou během PWM periody na jejím začátku. Následně je převeden

pomocí A/D převodníkem (Analog-to-Digital convertor). Poté je o polaritě proudu rozhodnuto na základě změřené hodnoty.

Použití popsaného přístupu s sebou nese následující problém, který vzniká při detekci polarity fázového proudu v klíčové oblasti, již je průchod proudu nulovou hodnotou. Představme si případ, kdy je velikost fázového proudu těsně pod úrovní nulové hodnoty, avšak vlivem vysokofrekvenčního šumu by byla navzorkovaná hodnota A/D převodníkem větší než nula, kompenzace by byla chybná. Kompenzační napětí by bylo vypočteno s opačnou polaritou a vyvolalo by ještě větší zkreslení výstupního napětí měniče. Podobný problém nastává v případě, když dojde během PWM periody ke změně polarity proudu (např. v první polovině periody PWM je záporný, ve druhé polovině kladný) nebo pokud se polarita měřeného proudu liší od skutečné polarity z důvodu fázového posuvu proudu. V tomto případě je lepší neprovádět kompenzaci vůbec než kompenzovat špatně. Měřit fázové proudy, které by nebyly zatížené šumem a neobsahovaly fázový posuv, je velmi obtížný úkol. V práci [43] jsou vedeny některé způsoby, jak toho docílit.

3.4.7 Zero-Current Clamping fenomén

Velikost fázového proudu při průchodu oblastí kolem nulové hodnoty klesá vlivem parazitních kapacit spínacích prvků a je dalším jevem, který kromě výše zmíněných nelinearit ovlivňuje výstupní napětí VSI. Oblast průchodu proudu i_{sa} nulovou hodnotou T_{zc} definujeme mezemi $i_{zc}^- < i_{sa} < i_{zc}^+$. V této oblasti může dojít k upnutí



Obr. 3.6: Zero-current clamping fenomén.

proudu k nulové hodnotě, uplatní se tzv. zero-current clamping fenomén [7, 49]. Pokud je proud na začátku periody T_d mrtvého času, když jsou oba komplementární tranzistory rozepnuty, téměř nulový, klesne na nulu po celou dobu periody T_d , protože toku proudu bude bránit dioda v závěrném směru. Fenomén se uplatní pouze v případě, že doba upnutí T_{clamp} je větší než nula a menší než T_d [16]. Nejvýrazněji se uplatní, když $T_{clamp} = T_d$. Průběh fenoménu je ilustrován na Obr. 3.6.

Zero-current clamping fenomén se může v jedné fázi projevit pouze dvakrát za jednu elektrickou otáčku. Z toho plyne, že maximální chyba fázového napětí Δv_{sx}^{max} za dobu jedné elektrické otáčky T_{elec} je dána výrazem

$$\Delta v_{sx}^{max} = 2T_d \frac{(V_{DC} - v_{sx_EMF})}{T_{elec}} \quad (3.17)$$

kde v_{sx_EMF} udává fázové elektro-motorické napětí. Pokud vezmeme v úvahu, že $T_{PWM} \gg T_d$ a $T_{elec} \gg T_{PWM}$ i při vysokých otáčkách motoru (vysoké frekvence fázových proudů), tak napěťová chyba Δv_{sx}^{max} je tak malá, že je možné ji zanedbat. Postup, jak fenomén kompenzovat, je rozebrán v publikacích [2, 16, 48]. V této práci nebude vliv zero-current clamping fenoménu uvažován.

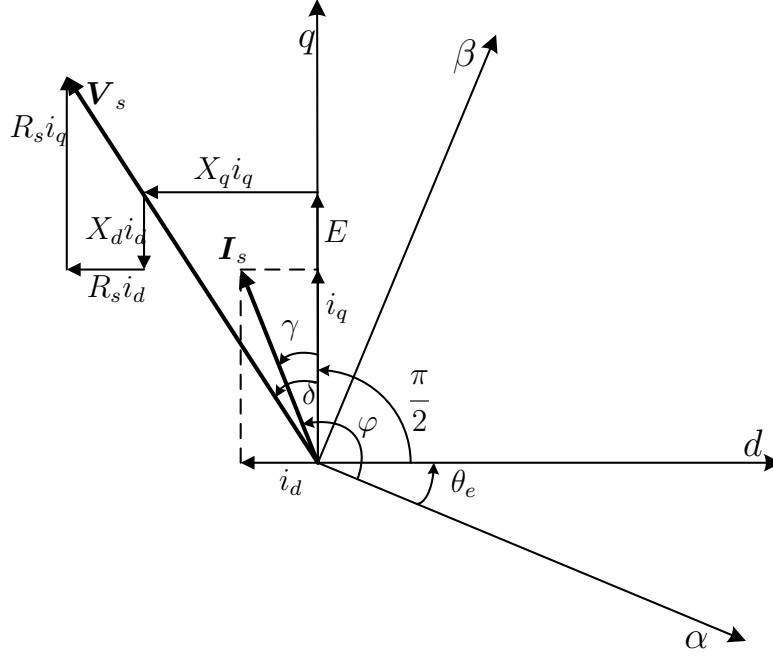
3.5 Harmonická analýza

Předcházející kapitola naznačuje, že deformace vyvolaná mrtvými časy ovlivňuje jak amplitudu, tak fázi aktuálních vektorů fázových napětí. Nežádoucí napěťové zkreslení se pochopitelně přeneso také do α/β - souřadnicového systému a do dq -souřadnicového systému. Za účelem popsání projevů napěťového zkreslení v těchto souřadnicových systémech bude provedena harmonická analýza [5, 13, 20].

3.5.1 Analýza rušivých napětí pro PMSM

Harmonická analýza bude provedena pro obecný případ vektorově řízeného PMSM, kterému bude přizpůsobeno následující odvození. Odvození vychází z vyváženého třífázového systému, jehož fázové proudy jsou vzájemně posunuty o 120° a mohou být zapsány následovně

$$\begin{aligned} i_{sa} &= I \cos(\varphi) \\ i_{sb} &= I \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc} &= I \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.18)$$



Obr. 3.7: Fázorový diagram pro PMSM.

$$\varphi = \theta_e + \frac{\pi}{2} + \gamma \quad (3.19)$$

$$\theta_e = \int \omega_e dt \quad (3.20)$$

kde φ reprezentuje úhel proudového vektoru v abc - souřadnicovém systému. Úhel θ_e odpovídá natočení magnetického pole, který lze získat integrálem rychlosti otáčení vektoru magnetického toku rotoru. Úhel γ představuje úhel, který svírá proudový vektor s q - osou, jak je uvedeno ve fázorovém diagramu na Obr. 3.7. Napětovou chybu $\Delta \mathbf{v}_{sabc}$ fázových napětí motoru způsobnou nelinearitami VSI lze vyjádřit rovnicí (3.21) za předpokladu, že je statorové vinutí motoru zapojeno do hvězdy.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{sa} \\ \Delta v_{sb} \\ \Delta v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{erra} \\ v_{errb} \\ v_{errc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sa}) \\ v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sb}) \\ v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sc}) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Napětové chyby ve vektoru \mathbf{v}_{errabc} jsou závislé na polaritě fázových proudů, jak vyplývá z rovnice (3.4). Proto funkci $\text{sign}(i_{sa})$ lze pomocí vztahů (3.4) a (3.18) definovat jako

$$\text{sign}(i_{sa}) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \vartheta < \pi \\ -1, & \pi \leq \vartheta < 2\pi \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\vartheta = \theta_e + \gamma \quad (3.23)$$

Na znaménkovou funkci sign můžeme také nahlížet jako na obecnou periodickou funkci, kterou lze aproximovat jejím rozvojem do Fourierovy řady. Fourierova řada funkce $f(\vartheta)$ bude dále reprezentována trigonometrickou řadou (3.24),

$$f(\vartheta) \cong \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \cos(n\vartheta) + b_n \sin(n\vartheta)] \quad (3.24)$$

kde koeficienty a_0 , a_n a b_n lze získat z následujících výrazů

$$a_0 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\vartheta) d\vartheta \quad (3.25)$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\vartheta) \cos(n\vartheta) d\vartheta \quad (3.26)$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\vartheta) \sin(n\vartheta) d\vartheta \quad (3.27)$$

Velikost stejnosměrné složky a_0 by měla být v ideálním případě nulová, hodnoty koeficientů a_n a b_n jsou získány dosazením vztahu (3.22) do (3.26) a (3.27). Výsledný tvar rovnic (3.28) a (3.29) platí pouze pro lichá n , pro sudá n je a_n i b_n vždy rovno nule.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \text{sign}(i_{sa}) \cos(n\vartheta) d\vartheta = 0 \quad (3.28)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \text{sign}(i_{sa}) \sin(n\vartheta) d\vartheta = \frac{4}{n\pi} \quad (3.29)$$

Obdobným způsobem lze aproximovat i funkce $\text{sign}(i_{sb})$ a $\text{sign}(i_{sc})$. Dosazením rovnice (3.18) do aproximací reprezentovaných trigonometrickou řadou dostaneme ekvivalentní výrazy ke znaménkovým funkcím jednotlivých proudů

$$\text{sign}(i_{sa}) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \sin(n(\omega_e t + \gamma)) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \sin(n\vartheta) \quad (3.30)$$

$$\text{sign}(i_{sb}) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left(n\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3.31)$$

$$\text{sign}(i_{sc}) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left(n\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \quad (3.32)$$

$$n = 1, 3, 5, 7, \dots$$

Následně je upravena definice výrazu suma v rovnicích (3.30)-(3.32) tak, aby výrazy zůstaly stejné pro $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, rovnice jsou přepsány do tvaru

$$\text{sign}(i_{sa}) = \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{4}{\pi(2n+1)} \sin((2n+1)\vartheta) \quad (3.33)$$

$$\text{sign}(i_{sb}) = \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{4}{\pi(2n+1)} \sin\left((2n+1)\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3.34)$$

$$\text{sign}(i_{sc}) = \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{4}{\pi(2n+1)} \sin\left((2n+1)\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \quad (3.35)$$

Rušivá napětí v $\alpha\beta$ - souřadnicovém systému lze získat dosazením aproximací funkce sign ze (3.33-3.35) do rovnice (3.21) a následnou transformací

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{sa} \\ \Delta v_{sb} \\ \Delta v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Rovnice pro rušivá napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$ lze upravit pomocí goniometrických vzorců a znalosti toho, že funkce sinus je dle definice funkcí lichou a kosinus funkcí sudou.

$$\Delta v_{s\alpha} = \frac{4}{\pi} v_{dead} \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{2}{3(2n+1)} \sin((2n+1)\vartheta) \left(1 - \cos\left((2n+1)\frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3.37)$$

$$\Delta v_{s\beta} = \frac{4}{\pi} v_{dead} \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{-2}{\sqrt{3}(2n+1)} \cos((2n+1)\vartheta) \sin\left((2n+1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.38)$$

kde $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, hodnota $n = 0$ odpovídá 1. harmonické složce v rušivých napětích, $n = 1$ odpovídá 3. harmonické a $n = 2$ odpovídá 5. harmonické, atd. pro ostatní liché harmonické složky. Dalšího zjednodušení lze dosáhnout díky tomu, že rovnice rušivých napětí (3.37)-(3.38) jsou pro 3. harmonickou složku a její liché násobky rovny nule (pro $n = 1, 4, 7, 10, \dots$). Rovnice lze přepsat do výsledného tvaru v $\alpha\beta$ - souřadnicovém systému (3.39)-(3.40). Za úhel ϑ je dosazen výraz z rovnice (3.23).

$$\Delta v_{s\alpha} = \frac{4}{\pi} v_{dead} (\sin(\theta_e + \gamma) + S_\alpha) \quad (3.39)$$

$$\Delta v_{s\beta} = \frac{4}{\pi} v_{dead} (-\cos(\theta_e + \gamma) - S_\beta) \quad (3.40)$$

kde substituce S_α a S_β mají následující význam

$$S_\alpha = \sum_{n=1}^{+\infty} \left(\frac{\sin((6n-1)(\theta_e + \gamma))}{6n-1} + \frac{\sin((6n+1)(\theta_e + \gamma))}{6n+1} \right) \quad (3.41)$$

$$S_\beta = \sum_{n=1}^{+\infty} \left(\frac{\cos((6n-1)(\theta_e + \gamma))}{6n-1} + \frac{\cos((6n+1)(\theta_e + \gamma))}{6n+1} \right) \quad (3.42)$$

pro $n = 1, 2, 3, 4, \dots$, kde $n = 1$ odpovídá 5. a 7. harmonické složce, $n = 2$ odpovídá 11. a 13. harmonické složce. Z rovnic (3.39)-(3.42) vyplývá, že rušivá napětí v $\alpha\beta$ -souřadnicovém systému jsou funkcí úhlu φ a velikost amplitudy je dána proměnnou v_{dead} . Průběh napětí je uveden na Obr 3.8.

V poslední části odvození jsou rušivá napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$ z rovnic (3.39)-(3.42) transformována do dq -souřadnicového systému pomocí Parkovy transformace, kde θ_e udává úhel natočení magnetického pole.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

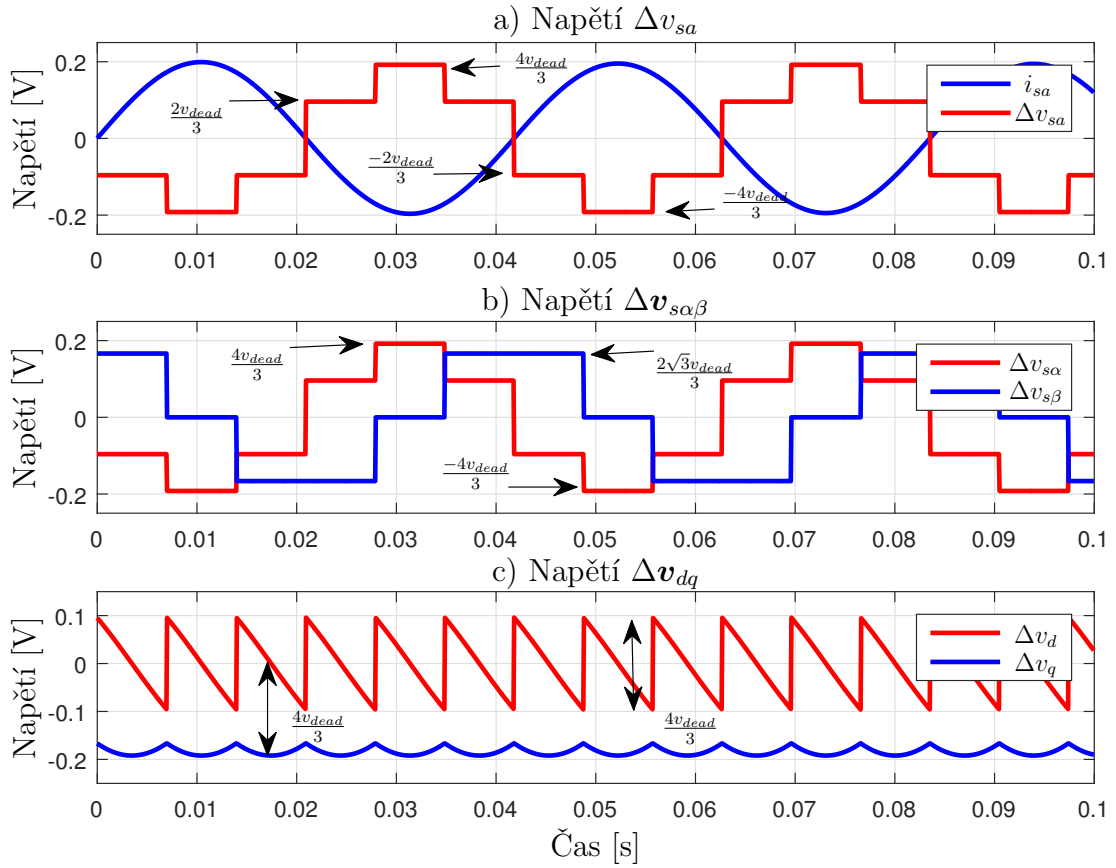
Následnými úpravami, opět pomocí goniometrických vzorců, lze získat výsledné rovnice rušivých napětí v dq -souřadnicovém systému.

$$\Delta v_d = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left\{ \sin(\gamma) + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\sin(6n(\theta_e + \gamma) - \gamma)}{6n - 1} + \frac{\sin(6n(\theta_e + \gamma) + \gamma)}{6n + 1} \right\} \quad (3.44)$$

$$\Delta v_q = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left\{ -\cos(\gamma) + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\cos(6n(\theta_e + \gamma) - \gamma)}{6n - 1} - \frac{\cos(6n(\theta_e + \gamma) + \gamma)}{6n + 1} \right\} \quad (3.45)$$

pro $n = 1, 2, 3, 4, \dots$, kde $n = 1$ odpovídá 6. napěťové harmonické složce. Průběh rušivých napětí Δv_d a Δv_q pro úhel $\gamma = 0$ je uveden na Obr. 3.8 c) (průběh odpovídá případu, ve kterém je proud v d -ose roven nule). Důsledkem nelinearitami vyvolaných rušivých napětí je vznik parazitních harmonických složek obsažených v příslušných proudech na odpovídajících frekvencích. Dominantními harmonickými složkami v $\alpha\beta$ -souřadnicovém systému jsou 5. a 7. harmonická složka. Další harmonické složky (11, 13, 17, 19, ...) jsou generovány podle klíče, který je stejný jako u vztahů (3.41) a (3.42). Tyto liché proudové harmonické složky se po transformaci do dq -souřadnicového systému projeví dominantní 6. harmonickou složkou a jejími násobky.

Závislost průběhu rušivých napětí Δv_d a Δv_q na měnícím se úhlu γ od 0° do 40° je zobrazena na Obr. 3.9. Pokud vyjdeme z výše zmíněného předpokladu, dle kterého byla harmonická analýza provedena pro vektorově řízený PMSM, nárůst velikosti úhlu γ nastane v případě, když dojde k požadavku na změnu hodnoty proudu i_d z nulové hodnoty [9]. K této situaci dochází, když je k řízení PMSM využita MTPA (Maximum Torque Per Ampere) křivka, nebo je motor odbuzován



Obr. 3.8: Rušivá napětí v abc -, $\alpha\beta$ - a dq - souřadnicovém systému.

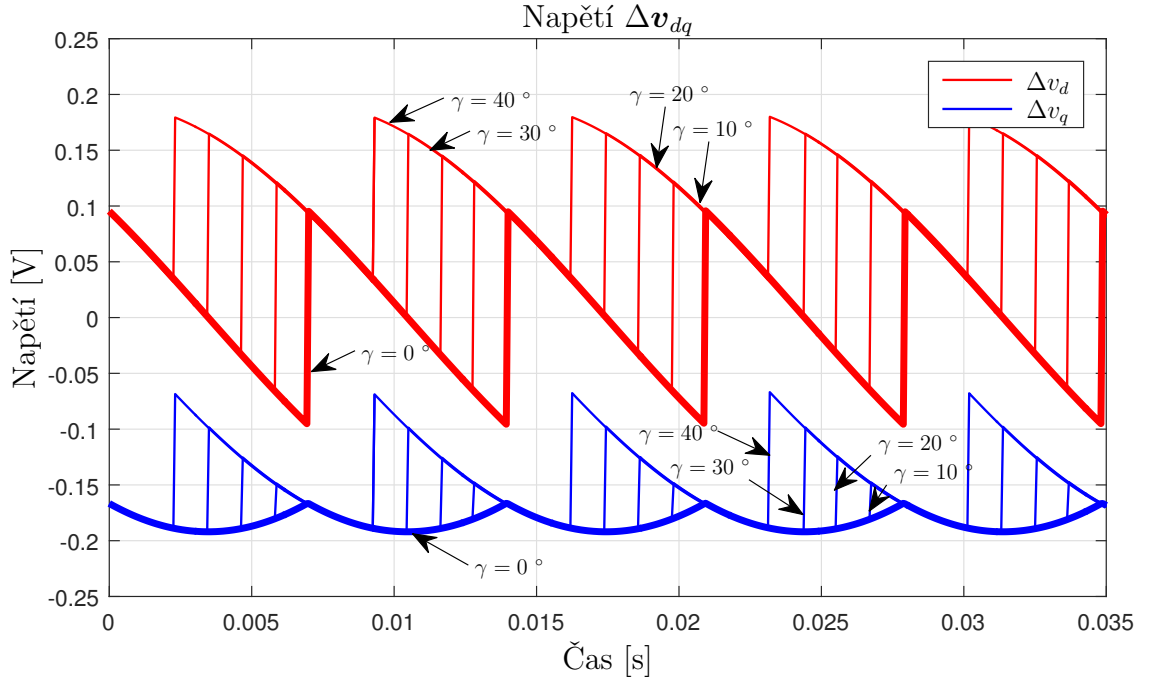
za účelem dosažení vyšších otáček. MTPA algoritmus zajišťuje maximální velikost momentu k velikosti proudu a tím maximální účinnost motoru [43].

Za předpokladu, že proud v d - složce zůstane vždy nulový nebo velmi blízký nule (úhel $\gamma \doteq 0$), je možné použít zjednodušené vztahy k popisu rušivých napětí v $\alpha\beta$ -souřadnicovém systému. Pokud do vztahů (3.39)-(3.42) pro napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$ dosadíme $\gamma = 0$, vztahy lze zjednodušit následovně

$$\Delta v_{s\alpha} = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left(\sin(\theta_e) + \sum_{n=1}^{+\infty} \left(\frac{\sin((6n-1)\theta_e)}{6n-1} + \frac{\sin((6n+1)\theta_e)}{6n+1} \right) \right) \quad (3.46)$$

$$\Delta v_{s\beta} = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left(-\cos(\theta_e) - \sum_{n=1}^{+\infty} \left(\frac{\cos((6n-1)\theta_e)}{6n-1} + \frac{\cos((6n+1)\theta_e)}{6n+1} \right) \right) \quad (3.47)$$

pro $n = 1, 2, 3, 4, \dots$, kde $n = 1$ opět odpovídá 5. a 7. harmonické složce, $n = 2$ odpovídá 11. a 13. harmonické složce. V tomto případě jsou rušivá napětí pouze funkcí úhlu natočení magnetického pole θ_e . Rušivá napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$ jsou transformována do dq - souřadnicového systému dle rovnice (3.43) a následně upravena



Obr. 3.9: Rušivá napětí Δv_d a Δv_q pro měnící se úhel γ .

do tvaru

$$\Delta v_d = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left\{ \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{12n}{36n^2 - 1} \sin(6n\theta_e) \right\} \quad (3.48)$$

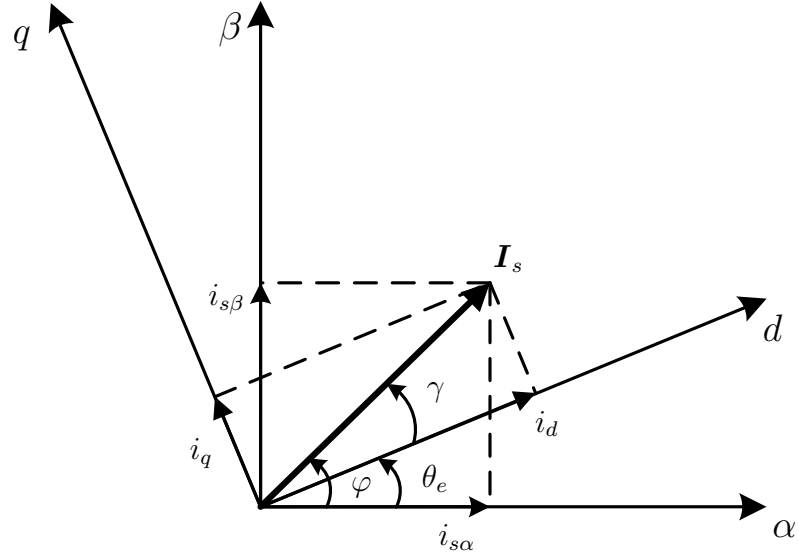
$$\Delta v_q = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left\{ -1 + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2}{36n^2 - 1} \cos(6n\theta_e) \right\} \quad (3.49)$$

pro $n = 1, 2, 3, 4, \dots$, kde $n = 1$ odpovídá 6. napěťové harmonické složce.

3.5.2 Analýza rušivých napětí pro asynchronní motor

Analýza rušivých napětí, které představují harmonické zkreslení napětí v $\alpha\beta$ - souřadnicovém systému a v dq - souřadnicovém systému, bude provedena pro obecný případ vektorově řízeného asynchronního motoru, kterému bude přizpůsobeno následující odvození. Postup odvození zůstává stejný jako v případě PMSM. Při odvození vyjdeme z vyváženého třífázového systému, jehož fázové proudy jsou vzájemně posunuty o 120° a jsou zapsány následovně

$$\begin{aligned} i_{sa} &= I \cos(\varphi) \\ i_{sb} &= I \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc} &= I \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.50)$$



Obr. 3.10: Fázorový diagram pro asynchronní motor.

kde φ reprezentuje úhel proudového vektoru v abc - souřadnicovém systému.

$$\begin{aligned}\varphi &= \int \omega_e dt + \gamma = \theta_e + \gamma \\ \theta_e &= \theta_r + \theta_{sl} \\ \gamma &= \tan^{-1} \left(\frac{i_q}{i_d} \right)\end{aligned}\quad (3.51)$$

Synchronní úhlovou rychlost magnetického pole ω_e můžeme získat sečtením měřené nebo odhadované úhlové rychlosti rotoru ω_r a skluzové úhlové rychlosti ω_{sl} indukčního motoru, kterou lze získat z uvedeného vztahu (3.52). Úhel γ představuje úhel, který svírá proudový vektor s d - osou, jak je uvedeno ve fázorovém diagramu na Obr. 3.10.

$$\omega_{sl} = \frac{i_q}{T_r i_d} \quad (3.52)$$

T_r je rotorová časová konstanta, kterou lze vyjádřit vztahem $T_r = L_r/R_r$. Napěťová chyba je závislá na polaritě fázových proudů, jak vyplývá z rovnice (3.4). Proto bude znaménková funkce sign opět nahrazena její aproximací rozvojem do Fourierovy řady dle vztahů (3.24)-(3.27). Za předpokladu, že funkce $\text{sign}(i_{sa})$ je definována pomocí vztahů (3.4) a (3.50) následovně

$$\text{sign}(i_{sa}) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \varphi < \frac{\pi}{2} \\ -1, & \frac{\pi}{2} \leq \varphi < \frac{3\pi}{2} \\ 1, & \frac{3\pi}{2} \leq \varphi < 2\pi \end{cases} \quad (3.53)$$

Obdobným způsobem lze aproximovat i funkce $\text{sign}(i_{sb})$ a $\text{sign}(i_{sc})$, dosazením rovnice (3.50) dostaneme

$$\text{sign}(i_{sa}) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos(n\varphi) \quad (3.54)$$

$$\text{sign}(i_{sb}) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(n\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3.55)$$

$$\begin{aligned} \text{sign}(i_{sc}) &= \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{4}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(n\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \\ n &= 1, 3, 5, 7, \dots \end{aligned} \quad (3.56)$$

Jelikož výraz $\sin(n\pi/2)$ je ekvivalentní s hodnotou ± 1 pro liché hodnoty n a pro sudé hodnoty n je roven nule, lze rovnice (3.54-3.56) zjednodušit a přepsat do tvaru

$$\text{sign}(i_{sa}) = \sum_{n=0}^{+\infty} (-1)^n \frac{4}{\pi(2n+1)} \cos((2n+1)\varphi) \quad (3.57)$$

$$\text{sign}(i_{sb}) = \sum_{n=0}^{+\infty} (-1)^n \frac{4}{\pi(2n+1)} \cos\left((2n+1)\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned} \text{sign}(i_{sc}) &= \sum_{n=0}^{+\infty} (-1)^n \frac{4}{\pi(2n+1)} \cos\left((2n+1)\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \\ n &= 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (3.59)$$

Dosazením (3.57-3.59) do rovnice (3.4) a následnou transformací do α/β - souřadnicového systému získáme rovnice

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sa}) \\ v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sb}) \\ v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sc}) \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{s\alpha} &= v_{dead} \sum_{n=0}^{+\infty} (-1)^n \frac{4}{3\pi(2n+1)} \left\{ 2 \cos((2n+1)\varphi) \right. \\ &\quad \left. - \cos\left((2n+1)\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right) - \cos\left((2n+1)\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right\} \end{aligned} \quad (3.61)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{s\beta} &= v_{dead} \sum_{n=0}^{+\infty} (-1)^n \frac{4}{3\pi(2n+1)} \left\{ \sqrt{3} \cos\left((2n+1)\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{3} \cos\left((2n+1)\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right\} \end{aligned} \quad (3.62)$$

Při úpravě bylo využito toho, že sinus je funkce lichá $\sin(-x) = -\sin(x)$ a kosinus je funkce sudá $\cos(-x) = \cos(x)$ a goniometrických vzorců.

$$\Delta v_{s\alpha} = \sum_{n=0}^{+\infty} v_{s\alpha h} \cos((2n+1)\varphi) \left(1 - \cos\left((2n+1)\frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3.63)$$

$$\Delta v_{s\beta} = \sum_{n=0}^{+\infty} v_{s\beta h} \sin((2n+1)\varphi) \sin\left((2n+1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.64)$$

kde $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, $n = 0$ odpovídá 1. harmonické, $n = 1$ odpovídá 3. harmonické a $n = 2$ odpovídá 5. harmonické, atd. kde $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, $n = 0$ odpovídá 1. harmonické, $n = 1$ odpovídá 3. harmonické a $n = 2$ odpovídá 5. harmonické, atd. kde $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, $n = 0$ odpovídá 1. harmonické, $n = 1$ odpovídá 3. harmonické a $n = 2$ odpovídá 5. harmonické, atd.

$$v_{s\alpha h} = (-1)^n \frac{8}{3\pi(2n+1)} v_{dead} \quad (3.65)$$

$$v_{s\beta h} = \sqrt{3} v_{s\alpha h} \quad (3.66)$$

Všimneme si, že uvedené vztahy byly již nulové pro všechny sudé harmonické dle vztahů (3.54-3.56). Dále ze vztahů (3.63) a (3.64) plyne, že násobky třetích harmonických pro $n = 2, 4, 6, \dots$ jsou také nulové. Proto si můžeme dovolit rovnice (3.63-3.66) dále zjednodušit a přepsat do výsledného tvaru v $\alpha\beta$ -souřadnicovém systému.

$$\Delta v_{s\alpha} = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left(\cos(\varphi) - S_{\alpha} \right) \quad (3.67)$$

$$\Delta v_{s\beta} = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left(\sin(\varphi) - S_{\beta} \right) \quad (3.68)$$

kde substituce S_{α} a S_{β} mají následující význam

$$S_{\alpha} = \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n \left(\frac{1}{(6n-1)} \cos((6n-1)\varphi) - \frac{1}{(6n+1)} \cos((6n+1)\varphi) \right) \quad (3.69)$$

$$S_{\beta} = \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n \left(\frac{1}{(6n-1)} \sin((6n-1)\varphi) + \frac{1}{(6n+1)} \sin((6n+1)\varphi) \right) \quad (3.70)$$

Z uvedeného tvaru je již jasné patrné, že v $\alpha\beta$ -souřadnicích se budou projevovat násobky $6n-1$ harmonických pro $n = 1, 2, 3, 4, \dots$, kde $n = 1$ bude odpovídat 5. a 7. harmonické složce a $n = 2$ bude odpovídat 11. a 13. harmonické složce.

Poslední krok spočívá v transformaci rušivých napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$ z rovnic (3.67)-(3.68) do dq -souřadnicového systému pomocí Parkerovy transformace.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \left(\cos(\varphi) - S_{\alpha} \right) + \sin(\theta_e) \left(\sin(\varphi) + S_{\beta} \right) \\ -\sin(\theta_e) \left(\cos(\varphi) - S_{\alpha} \right) + \cos(\theta_e) \left(\sin(\varphi) + S_{\beta} \right) \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

Výsledný tvar rovnic (3.72)-(3.73) pro rušivá napětí Δv_d a Δv_q je získán pomocí goniometrických vzorců a dalších úprav.

$$\Delta v_d = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left\{ \cos(\gamma) - \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n \left(\frac{\cos(6n(\theta_e + \gamma) - \gamma)}{6n - 1} - \frac{\cos(6n(\theta_e + \gamma) + \gamma)}{6n + 1} \right) \right\} \quad (3.72)$$

$$\Delta v_q = \frac{4}{\pi} v_{dead} \left\{ \sin(\gamma) + \sum_{n=1}^{+\infty} (-1)^n \left(\frac{\sin(6n(\theta_e + \gamma) - \gamma)}{6n - 1} + \frac{\sin(6n(\theta_e + \gamma) + \gamma)}{6n + 1} \right) \right\} \quad (3.73)$$

pro $n = 1, 2, 3, 4, \dots$, kde $n = 1$ odpovídá 6. napěťové harmonické složce.

4 KALMANŮV FILTR

Algoritmus Kalmanova filtru (KF) lze považovat za optimální stavový pozorovatel pro lineární systémy, na který působí gaussovský bílý šum. Slouží k odhadu stavů systému na základě znalostí jeho modelu a provedených měření tak, aby byl součet kvadrátů chyb predikcí co nejmenší. Toho je dosaženo střídáním kroku predikce, kdy jsou stavy systému aktualizovány na základě modelu a kroku korekce, během kterého jsou stavy systému upraveny na základě provedených měření. Tento algoritmus byl poprvé publikován v 60. letech 20. století R. E. Kalmanem v práci [18]. Od té doby byl mnohokrát rozšířen a modifikován pro aplikaci v různých oblastech teorie řízení, zpracování a filtrace signálů, automatizace nebo počítačového vidění a v mnohých dalších.

4.1 Odvození Kalmanova filtru

V této kapitole je popsáno odvození diskrétní podoby Kalmanova filtru [8, 41]. Vyjdeme ze stavového popisu diskrétního lineárního systému ve tvaru

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k) &= \mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k-1) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k-1) + \mathbf{w}(k-1) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{v}(k)\end{aligned}\tag{4.1}$$

kde \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} a \mathbf{D} jsou známé matice, které popisují chování systému. $\mathbf{x}(k)$ představuje stavový vektor, $\mathbf{u}(k)$ je vstupní vektor z minulého kroku a $\mathbf{y}(k)$ je výstupní vektor. Dále se uvažuje, že šum procesu $\mathbf{w}(k)$ a šum měření $\mathbf{v}(k)$ jsou diskrétní bílé posloupnosti s normálním rozložením pravděpodobnosti tedy s nulovou střední hodnotou a s kovariančními maticemi \mathbf{Q} a \mathbf{R} .

$$\begin{aligned}\mathbf{w}(k) &\sim N(0; \mathbf{Q}(k)) \\ \mathbf{v}(k) &\sim N(0; \mathbf{R}(k))\end{aligned}\tag{4.2}$$

Také se předpokládá, že šumy $\mathbf{w}(k)$ a $\mathbf{v}(k)$ nejsou korelovány v čase ani mezi sebou dle (4.3)

$$\begin{aligned}E[\mathbf{w}(k)\mathbf{w}(j)^T] &= \mathbf{Q}(k)\delta(k-j) \\ E[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}(j)^T] &= \mathbf{R}(k)\delta(k-j) \\ E[\mathbf{v}(k)\mathbf{w}(j)^T] &= 0\end{aligned}\tag{4.3}$$

kde $\delta(k-j)$ se nazývá Kroneckerovou delta funkcí, pro kterou platí, že $\delta(k-j) = 1$ pokud $k = j$ a $\delta(k-j) = 0$ když $k \neq j$, výraz $E[\dots]$ udává výpočet střední hodnoty [41]. Dále je stanoven $\hat{\mathbf{x}}^-(k)$ jako apriorní odhad stavu $\mathbf{x}(k)$ před provedením měření

v kroku k a $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$ jako aposteriorní odhad stavu $\mathbf{x}(k)$ po zpracování měření $\mathbf{y}(k)$ v kroku k (horní indexy – a + v této kapitole značí apriorní a aposteriorní stav a symbol “^” označuje odhad veličiny). Matice $\mathbf{P}^-(k)$ a $\mathbf{P}^+(k)$ označují apriorní a aposteriorní kovarianční matice chyb odhadovaných stavů $\hat{\mathbf{x}}^-(k)$ a $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$ [41].

$$\mathbf{P}^-(k) = E \left[\left(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^-(k) \right) \left(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^-(k) \right)^T \right] \quad (4.4)$$

$$\mathbf{P}^+(k) = E \left[\left(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^+(k) \right) \left(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^+(k) \right)^T \right] \quad (4.5)$$

Před zahájením odhadu stavů je nutné Kalmanův filtr inicializovat. Počáteční stav systému \mathbf{x}_0 je inicializován jeho předpokládaným odhadem $\hat{\mathbf{x}}_0^+$.

$$\hat{\mathbf{x}}_0^+ = E[\mathbf{x}_0] \quad (4.6)$$

Dále je třeba inicializovat matici $\mathbf{P}^+(k)$ počáteční kovarianční maticí $\mathbf{P}_0^+(k)$ pro inicializační stav \mathbf{x}_0 . Když je inicializační stav přesně znám, pak nastavíme $\mathbf{P}_0^+(k) = 0$. Pokud o hodnotě počátečního stavu \mathbf{x}_0 není nic známo, lze prvky matice $\mathbf{P}_0^+(k)$ nastavit jako velmi vysoká čísla a pak $\mathbf{P}_0^+(k)$ vyjadřuje nejistotu počátečního odhadu \mathbf{x}_0 [41].

$$\mathbf{P}_0^+(k) = E \left[\left(\mathbf{x}_0(k) - \hat{\mathbf{x}}_0^+(k) \right) \left(\mathbf{x}_0(k) - \hat{\mathbf{x}}_0^+(k) \right)^T \right] \quad (4.7)$$

Prvním krokem Kalmanova filtru je predikce, kdy je na základě znalosti modelu, předcházejícího odhadu stavového vektoru $\hat{\mathbf{x}}^+(k-1)$ a vstupního vektoru $\mathbf{u}(k-1)$ stanoven odhad nového stavového vektoru $\hat{\mathbf{x}}^-(k)$ systému.

$$\hat{\mathbf{x}}^-(k) = \mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{x}}^+(k-1) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k-1) \quad (4.8)$$

Následně je aktualizována kovarianční matice $\mathbf{P}^-(k)$ pro aktuální odhad stavového vektoru v kroku k .

$$\mathbf{P}^-(k) = \mathbf{A}(k)\mathbf{P}^+(k-1)\mathbf{A}^T(k) + \mathbf{Q}(k-1) \quad (4.9)$$

Druhým krokem filtru je korekce, během které jsou opraveny odhadované stavy systému na základě provedeného měření. Nejprve je vypočtena matice Kalmanova zisku $\mathbf{K}(k)$.

$$\begin{aligned} \mathbf{K}(k) &= \mathbf{P}^-(k)\mathbf{C}^T(k) \left(\mathbf{C}(k)\mathbf{P}^-(k)\mathbf{C}^T(k) + \mathbf{R}(k) \right)^{-1} \\ &= \mathbf{P}^+(k)\mathbf{C}^T(k)\mathbf{R}^{-1}(k) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Následně je provedena korekce odhadu stavů. Aposteriorní odhad $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$ je dán součtem apriorního odhadu $\hat{\mathbf{x}}^-(k)$ a váženého rozdílu mezi měřeným $\mathbf{y}(k)$ a predikovaným výstupním vektorem $\mathbf{C}(k)\hat{\mathbf{x}}^-(k)$.

$$\hat{\mathbf{x}}^+(k) = \hat{\mathbf{x}}^-(k) + \mathbf{K}(k) \left(\mathbf{y}(k) - \mathbf{C}(k)\hat{\mathbf{x}}^-(k) \right) \quad (4.11)$$

Vliv vážených koeficientů v matici $\mathbf{K}(k)$ je dán poměrem mezi kovarianční maticí $\mathbf{P}^-(k)$ a kovarianční maticí měření $\mathbf{R}(k)$. Pokud se hodnoty v matici $\mathbf{R}(k)$ blíží k nule, je větší váha přikládána měření a matice $\mathbf{K}(k)$ má výrazný vliv na korigovaný stav $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$. Naopak, pokud se hodnoty v matici $\mathbf{P}^-(k)$ blíží k nule, zisk $\mathbf{K}(k)$ má malý vliv na inovaci stavu $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$ a je upřednostněn odhad stavu $\hat{\mathbf{x}}^-(k)$ na základě modelu [8, 41].

$$\mathbf{P}^+(k) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\mathbf{C}(k)) \mathbf{P}^-(k) (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\mathbf{C}(k))^T + \mathbf{K}(k)\mathbf{R}(k)\mathbf{K}^T(k) \quad (4.12)$$

$$= \left[(\mathbf{P}^-(k))^{-1} + \mathbf{C}^T(k)\mathbf{R}^{-1}(k)\mathbf{C}(k) \right]^{-1} \quad (4.13)$$

$$= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\mathbf{C}(k)) \mathbf{P}^-(k) \quad (4.14)$$

Nakonec je aktualizována kovarianční matice $\mathbf{P}^+(k)$, aby odpovídala chybě aposteriorního odhadu. Při výpočtech $\mathbf{P}^+(k)$ je použit poslední tvar (4.14), protože jako jediný zajišťuje, že matice zůstane pozitivně definitní [8, 41].

4.2 Rozšířený Kalmanův filtr

Velkou část reálných soustav (např. asynchronní motor) lze považovat za systémy nelineární, proto je vhodné zabývat se nalezením algoritmů, které lze využít k odhadu jejich stavů. Bohužel, standardní varianta algoritmu Kalmanova filtru je omezena pouze pro oblast lineárních systémů. Proto byla tato teorie rozšířena i na oblast nelineárních systémů. Výsledkem bylo odvození algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru (EKF - Extended Kalman Filter), jehož hlavní myšlenkou je linearizace modelu systému v okolí daného pracovního bodu [8, 41].

Vyjdeme z popisu diskrétního nelineárního systému ve tvaru

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= \mathbf{f}(k-1) (\mathbf{x}(k-1), \mathbf{u}(k-1), \mathbf{w}(k-1)) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{h}(k) (\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \mathbf{v}(k)) \end{aligned} \quad (4.15)$$

kde $\mathbf{f}(k-1)$ a $\mathbf{h}(k)$ představují vektorové funkce, další vystupující parametry mají stejný význam jako v předcházející kapitole. $\mathbf{w}(k)$ a $\mathbf{v}(k)$ jsou diskrétní bílé posloupnosti a představují šum procesu a měření, jejich vlastnosti jsou dány vztahy 4.2 a 4.3.

Algoritmus EKF pracuje na základě střídání kroku predikce a korekce. Nejprve je provedena predikce nebo-li výpočet apriorního odhadu stavu systému $\hat{\mathbf{x}}^-(k)$ ze znalosti systémových rovnic, vstupního vektoru a nejlepšího odhadu stavu $\hat{\mathbf{x}}^+(k-1)$ v předcházejícím kroku.

$$\hat{\mathbf{x}}^-(k) = \mathbf{f}(k-1) (\hat{\mathbf{x}}^+(k-1), \mathbf{u}(k-1), 0) \quad (4.16)$$

Poté je nutné pro výpočet EKF algoritmu určit apriorní kovarianční matice $\mathbf{P}^-(k)$ chyb odhadnutých stavů.

$$\mathbf{P}^-(k) = \mathbf{F}(k-1)\mathbf{P}^+(k-1)\mathbf{F}^T(k-1) + \mathbf{L}(k-1)\mathbf{Q}(k-1)\mathbf{L}^T(k-1) \quad (4.17)$$

K jejímu výpočtu je nutné provést linearizaci stavových rovnic v okolí pracovního bodu, kterým je odhad stavů $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$. Linearizace je provedena pomocí rozvoje do Taylorovy řady, z které je uvažován pouze první lineární člen a ostatní členy jsou zanedbány. Výsledkem je matice prvních parciálních derivací $\mathbf{F}(k-1)$ dle všech stavových proměnných [41].

$$\begin{aligned}\mathbf{F}(k-1) &= \nabla \mathbf{f}(k-1) \left(\hat{\mathbf{x}}^+(k-1), \mathbf{u}(k-1), 0 \right) = \frac{\partial \mathbf{f}(k-1)}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{\hat{\mathbf{x}}^+(k-1)} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}_{\hat{\mathbf{x}}^+(k-1)}\end{aligned}\quad (4.18)$$

Stejným způsobem je postupováno při získání matice parciálních derivací $\mathbf{F}(k-1)$ dle procesního šumu $\mathbf{w}(k-1)$.

$$\mathbf{L}(k-1) = \nabla \mathbf{f}(k-1) \big|_{\hat{\mathbf{x}}^-(k-1)} = \frac{\partial \mathbf{f}(k-1)}{\partial \mathbf{w}} \bigg|_{\hat{\mathbf{x}}^+(k-1)} \quad (4.19)$$

Následně je v rámci kroku korekce vypočtena matice Kalmanova zesílení $\mathbf{K}(k)$.

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}^-(k) \mathbf{H}^T(k) \left(\mathbf{H}(k) \mathbf{P}^-(k) \mathbf{H}^T(k) + \mathbf{M}(k) \mathbf{R}(k) \mathbf{M}^T(k) \right)^{-1} \quad (4.20)$$

Pro získání matic $\mathbf{H}(k)$ a $\mathbf{M}(k)$ je provedena linearizace výstupní rovnice podobným způsobem jako v předcházejícím případě.

$$\mathbf{H}(k) = \nabla \mathbf{h}(k) \big|_{\hat{\mathbf{x}}^-(k)} = \frac{\partial \mathbf{h}(k)}{\partial \mathbf{x}} \bigg|_{\hat{\mathbf{x}}^-(k)} \quad (4.21)$$

$$\mathbf{M}(k) = \nabla \mathbf{h}(k) \big|_{\hat{\mathbf{x}}^-(k)} = \frac{\partial \mathbf{h}(k)}{\partial \mathbf{v}} \bigg|_{\hat{\mathbf{x}}^-(k)} \quad (4.22)$$

Poté je na základě měření v aktuálním kroku provedena korekce apriorního odhadu $\hat{\mathbf{x}}^-(k)$ stavu systému, jejímž výsledkem je aposteriorní odhad $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$ [41].

$$\hat{\mathbf{x}}^+(k) = \hat{\mathbf{x}}^-(k) + \mathbf{K}(k) \left[\mathbf{y}(k) - \mathbf{h}(k) \left(\hat{\mathbf{x}}^-(k), 0 \right) \right] \quad (4.23)$$

Posledním krokem je aktualizace kovarianční matice $\mathbf{P}^+(k)$ chyb odhadů, která zůstává stejná jako u výpočtu Kalmanova filtru.

$$\mathbf{P}^+(k) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \mathbf{C}(k)) \mathbf{P}^-(k) \quad (4.24)$$

Největším rozdílem oproti klasickému algoritmu Kalmanova filtru je nutnost provádět linearizaci během každého kroku v okolí aktuálního pracovního bodu a vypočítat Jakobiány $\mathbf{F}(k-1)$ a $\mathbf{H}(k)$, které nejsou konstantní a proto je nelze napočítat dopředu. Vzhledem k závislosti kovariančních matic $\mathbf{P}^-(k)$ a $\mathbf{P}^+(k)$ na Jakobiánech nelze ani ty napočítat předem. Z toho plyne absence ustáleného stavu matice Kalmanových zesílení $\mathbf{K}(k)$ a také vyšší výpočetní náročnost celého EKF algoritmu. Dalším důsledkem linearizace je to, že kovarianční matice $\mathbf{P}^-(k)$ a $\mathbf{P}^+(k)$ neudávají skutečné kovariance stavů, ale jen hodnoty, které se s nimi mohou, ale nemusí shodovat. Také tu hrozí nebezpečí divergence algoritmu, protože EKF je jen lokální lineární aproximací [8, 41].

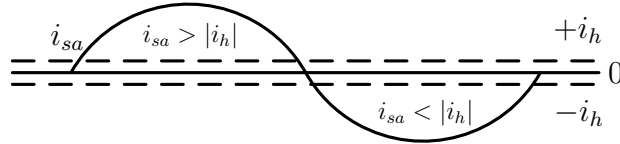
5 VLASTNÍ ŘEŠENÍ

5.1 Standardní metoda kompenzace

Standardní metoda kompenzace výstupních napětí měniče vychází ze vztahu (3.13) pro abc - souřadnicový systém nebo ze vztahu (3.16) pro $\alpha\beta$ - souřadnicový systém. Z uvedených vztahů vyplývá, že hodnota kompenzačních napětí je závislá na znalosti dvou typů základních parametrů, aktuální velikosti napěťové chyby v_{dead} a polarity fázových proudů i_{sabc} . Precizní detekce polarity je velice důležitá, protože při změně znaménka jednoho z fázových proudů dochází také k výrazné změně hodnoty kompenzačního napětí nebo k případné změně polarity kompenzačního napětí v abc -souřadnicovém systému. Detekce polarity není kritická v celém rozsahu sinusové periody fázového proudu, kritická je pouze oblast v blízkosti průchodu fázového proudu nulovou hodnotou [60]. Situaci v této oblasti navíc komplikuje vysokofrekvenční šum obsažený ve fázových proudech i_{sabc} a zero-current clamping fenomén [2, 48], proto je nutné si zde pohlídat přesnost detekce polarity, aby nedošlo k chybné kompenzaci. Tato situace je velmi nepříjemná, když PMSM operuje v oblasti nízkých otáček a amplitudy fázových proudů i_{sabc} jsou velmi nízké a úroveň šumu je velmi vysoká.

5.1.1 Pásmo necitlivosti

Chybné kompenzaci, která by byla způsobena nepřesnou detekcí polarity lze snadno předejít zařazením pásma necitlivosti [11] do procesu detekce polarity fázových proudů i_{sabc} . Pásmo necitlivosti se uplatní v oblasti průchodu fázového proudu i_{sa} nulovou hodnotou, jak je zobrazeno na Obr. 5.1. Pokud se fázový proud nachází v pásmu necitlivosti a tady platí $|i_{sa}| \leq |i_h|$, výsledné kompenzační napětí je nulové. Neprovedení kompenzace je lepší variantou než provést chybnou kompenzaci, která by vedla k zvětšení deformace výstupního napětí a ne k její eliminaci. Funkce určující



Obr. 5.1: Pásmo necitlivosti.

výsledné kompenzační napětí je dána vztahem

$$\Delta v_{era} = \begin{cases} 0, & |i_{sa}| \leq |i_h| \\ v_{dead} \cdot \text{sign}(i_{sa}), & |i_{sa}| > |i_h| \end{cases} \quad (5.1)$$

Minimální šířka pásma necitlivosti je zvolena na základě přesnosti snímačů proudů a A/D převodníku a s ohledem na úroveň vyskytujícího se vysokofrekvenčního šumu fázových proudů i_{sabc} . Další metody, které při detekci polaritý fázových proudů spoléhají na různé formy pásem necitlivosti nebo hystereze, jsou uvedeny v [25, 57].

5.1.2 Index harmonického zkreslení proudů

K demonstraci efektivity navržených kompenzačních metod je nadefinován index harmonického zkreslení HD (Harmonic Distortion) [38], který indikuje velikost harmonického zkreslení fázového proudu i_{sa} . Rovnice pro výpočet HD indexu je dána následovně:

$$HD = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2}}{I_1} \cdot 100\% \quad (5.2)$$

kde I_5 , I_7 , I_{11} a I_{13} reprezentují amplitudy dominantních lichých parazitních harmonických složek fázového proudu i_{sa} a I_1 reprezentuje amplitudu jeho 1. harmonické složky. Pokles velikosti parazitní n -té harmonické složky udává index HRI_n (Harmonic Ratio of the Current) [58], který je definován následovně

$$HRI_n = \frac{I_n}{I_1} \cdot 100\% \quad (5.3)$$

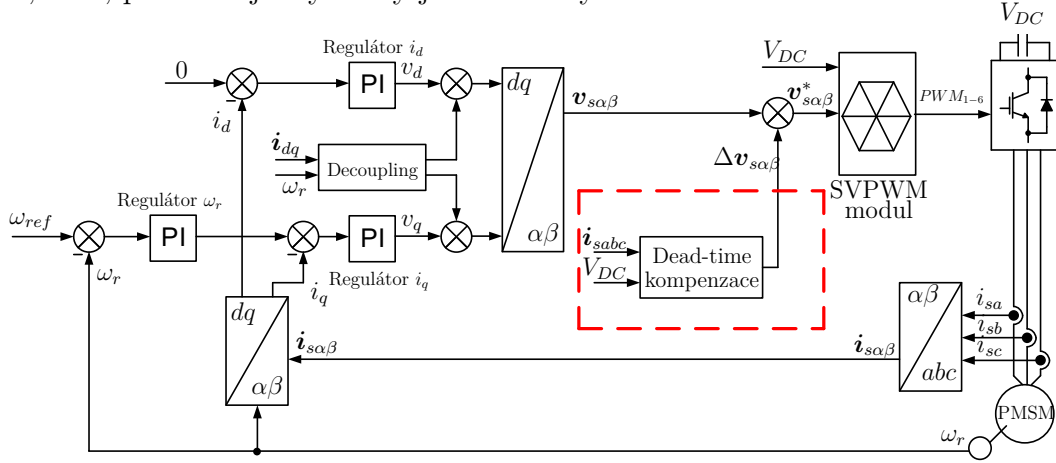
kde I_n udává amplitudu parazitní n -té harmonické složky (I_5 , I_7 , I_{11} , I_{13}) fázového proudu.

5.1.3 Výsledky simulací

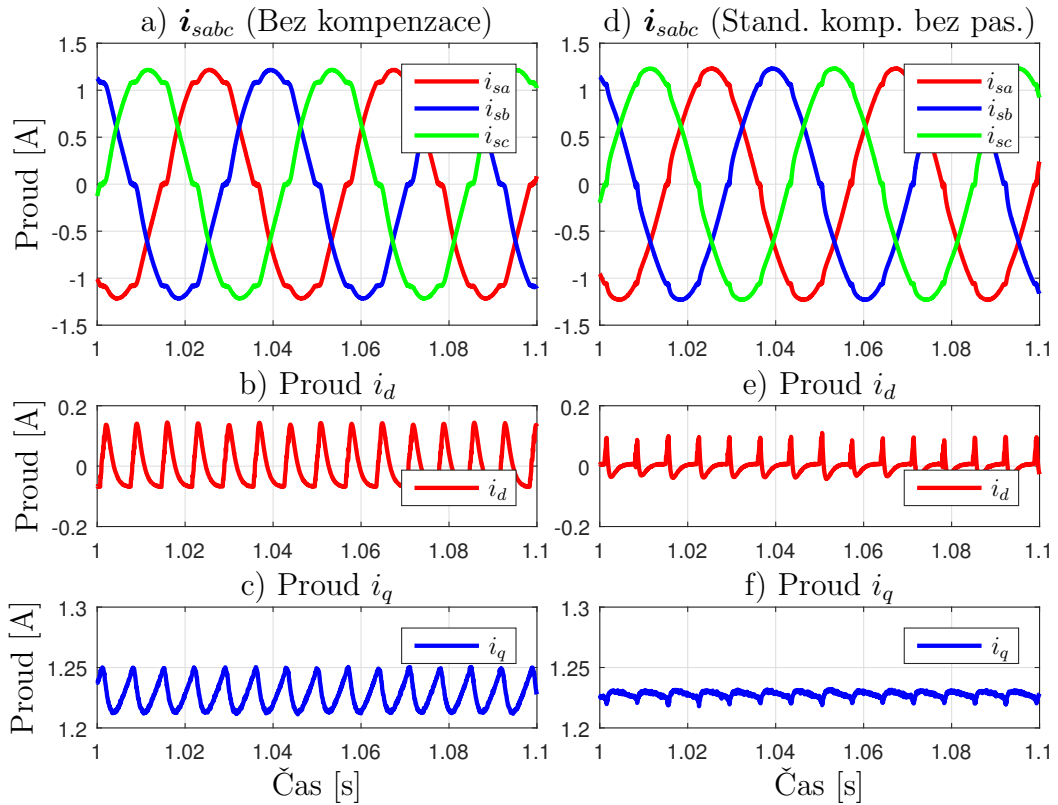
Standardní kompenzační strategie je začleněna do algoritmu vektorového řízení PMSM a její funkce je ověřena pomocí simulací. Principiální blokové schéma vektorového řízení s implementovanou kompenzační strategií je uvedeno na Obr. 5.2. Z této struktury vychází také modelovací schéma v prostředí MATLAB/Simulink. Parametry modelu PMSM a katalogové parametry měniče jsou uvedeny v Tab. 6.4 a Tab. 6.3.

Výsledky simulací jsou prezentovány v ustáleném stavu, když rotor PMSM opere bez zatížení na rychlosti 50 rad/s. Na Obr. 5.3 je uvedeno srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq -osách před/po kompenzaci. Průběhy proudů jsou výrazně ovlivněny negativním působením deformací výstupního napětí měniče, které se projeví vznikem parazitních harmonických složek ve fázových proudech i_{sabc} a proudech v dq -osách. Dominantní parazitní harmonické složky jsou patrné ze srovnání proudových spekter na Obr. 5.4. Detailnějšímu rozboru vlivu nelinearit měniče na časové průběhy proudů a spektra proudů je věnováno více prostoru

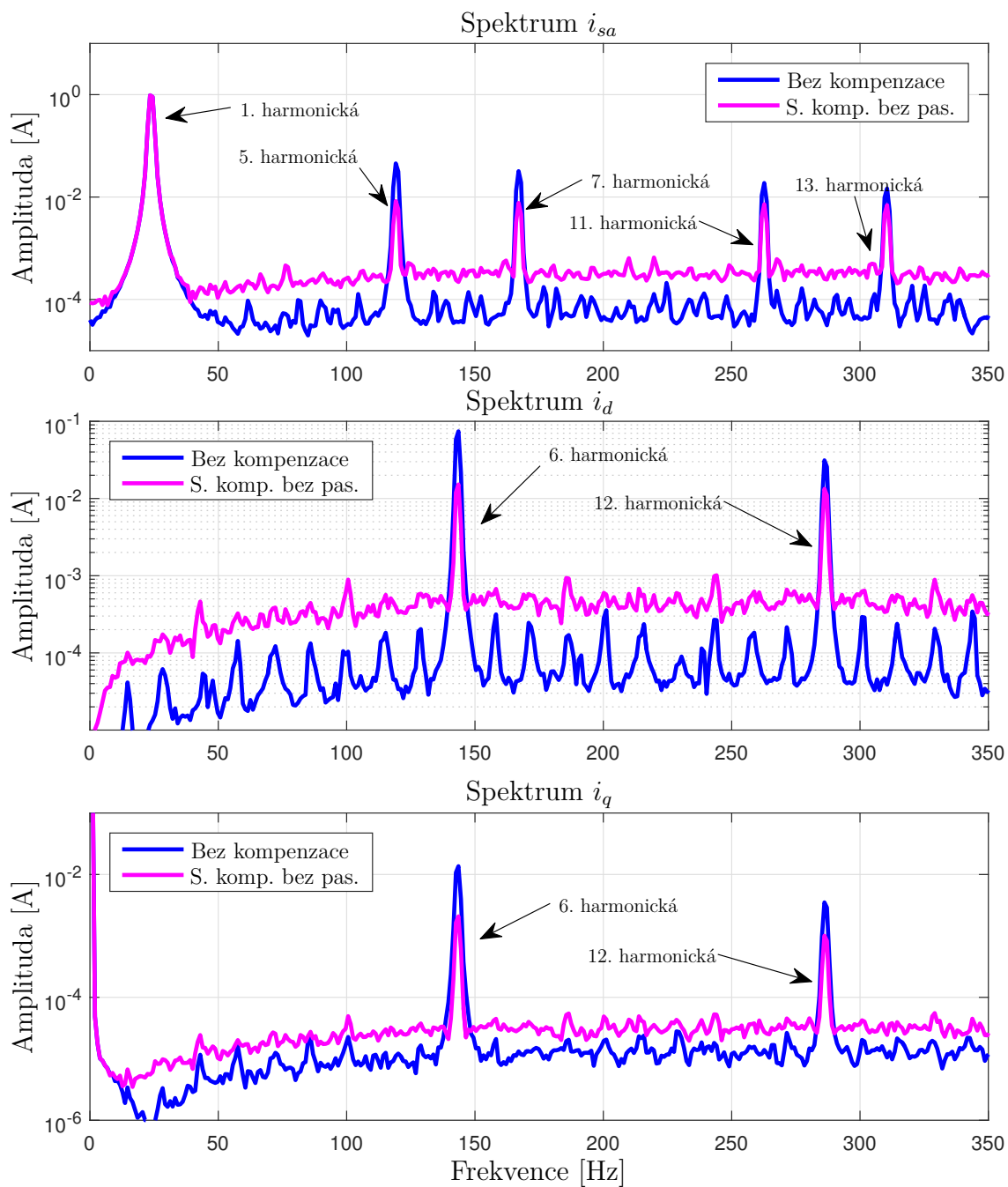
v následující kapitole 5.2.2. Standardní kompenzační strategie tyto negativní projevy částečně potlačuje. Výsledný index harmonického zkreslení HD poklesl z 6,22 % na 1,56 %, podrobnější výsledky jsou uvedeny v Tab. 5.1.



Obr. 5.2: Blokové schéma vektorového řízení pro PMSM s implementovanou standardní kompenzací rušivého napětí.



Obr. 5.3: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq -osách (otáčky 50 rad/s). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace bez pásma necitlivosti.

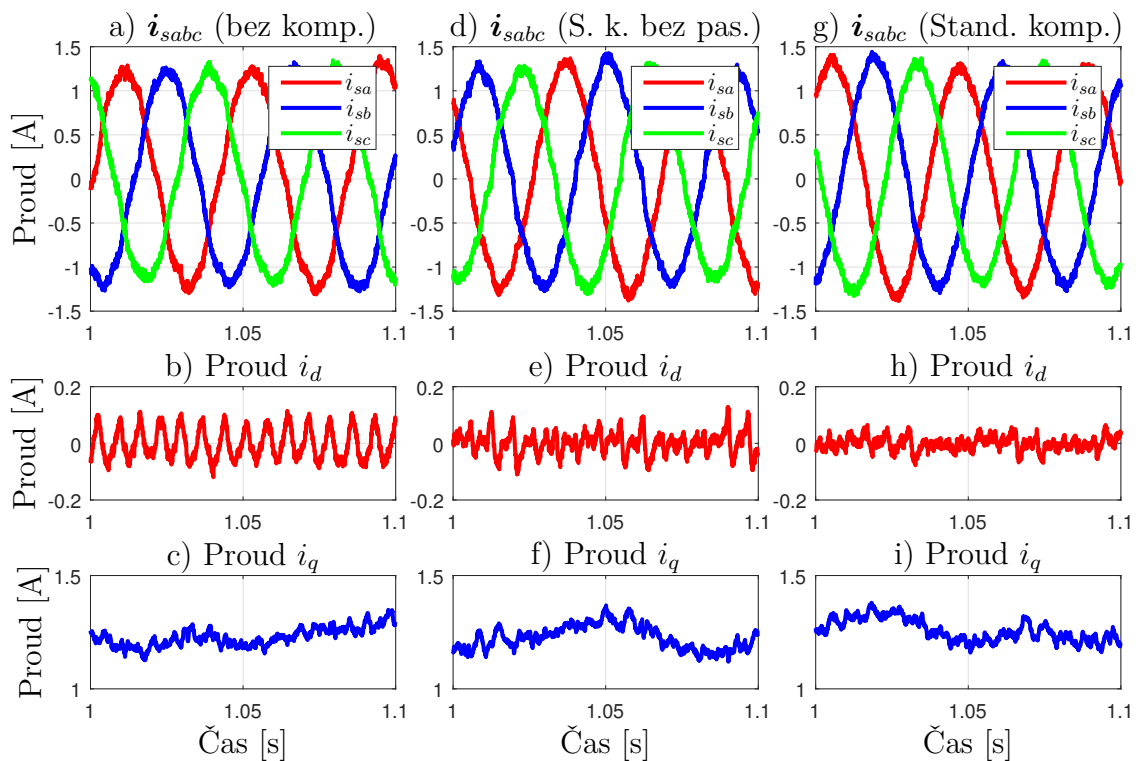


Obr. 5.4: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

5.1.4 Výsledky experimentů

Standardní kompenzační strategie s implementovaným pásmem necitlivosti byla také ověřena experimentem na reálném systému, který tvoří PMSM spřažený se stejnosměrným motorem sloužícím jako zátěž. Systém je řízen real-time platformou dSPACE DS1103, více informací o použitém hardware je uvedeno v kapitole 6.3.

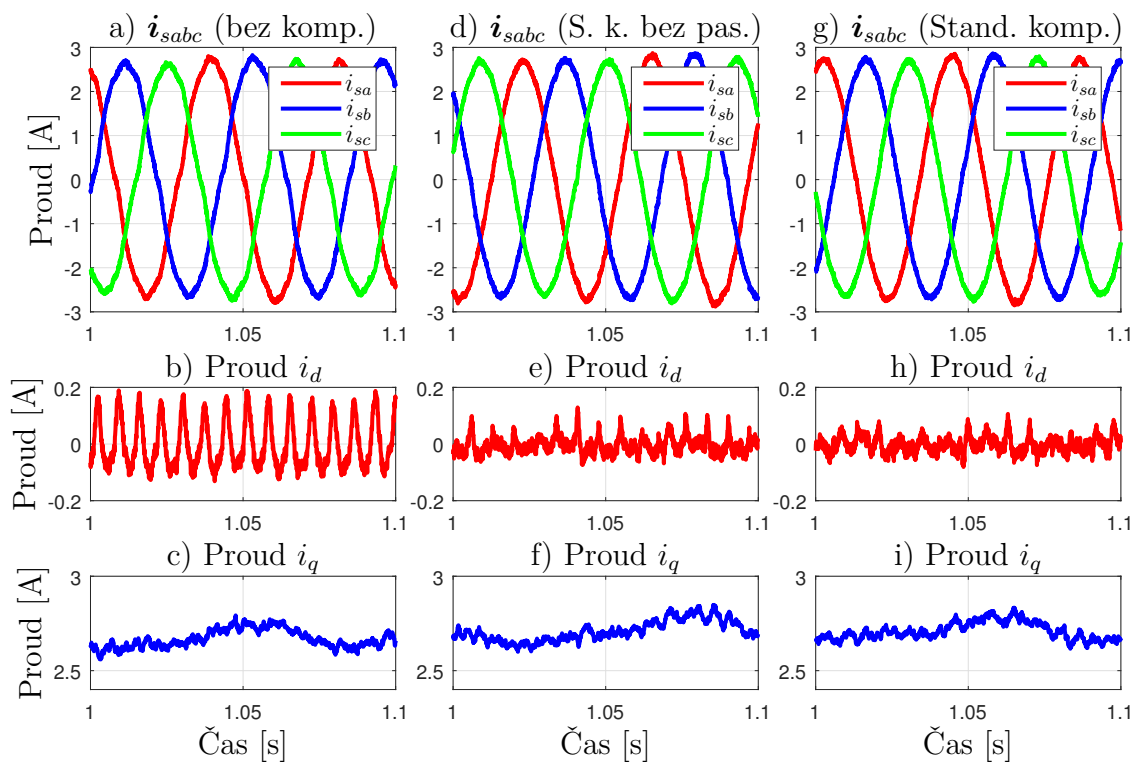
Výsledky měření jsou prezentovány pro dvojici experimentů při různém zatížení. V prvním případě bez zatížení PMSM. Ve druhém případě je PMSM zatěžován momentem stejnosměrného motoru, který je připojen k elektronické zátěži. Tento zatěžovací moment je nastaven na velikost 25 % maximálního momentu PMSM (Pokud bude dále v textu zmiňován experiment se zatíženým PMSM bude se jednat o tento případ.). Měření v obou případech proběhlo během ustáleného stavu při otáčkách rotoru $\omega_r = 50$ rad/s. Ostatní parametry jsou shodné s parametry, které byly použity v simulaci, lze je nalézt v Tab. 6.4 a Tab. 6.3. Pásmo necitlivosti bylo nastaveno na hodnotu 50 mA ($i_h = 0,05$) s ohledem na úroveň šumu fázových proudů, nastavení zůstává stejné pro oba prezentované experimenty. (Vždy, když bude dále v textu zmiňována standardní metoda kompenzace, která byla implementována na reálný PMSM, bude se jednat o variantu s pásmem necitlivosti s výše zmíněným nastavením.)



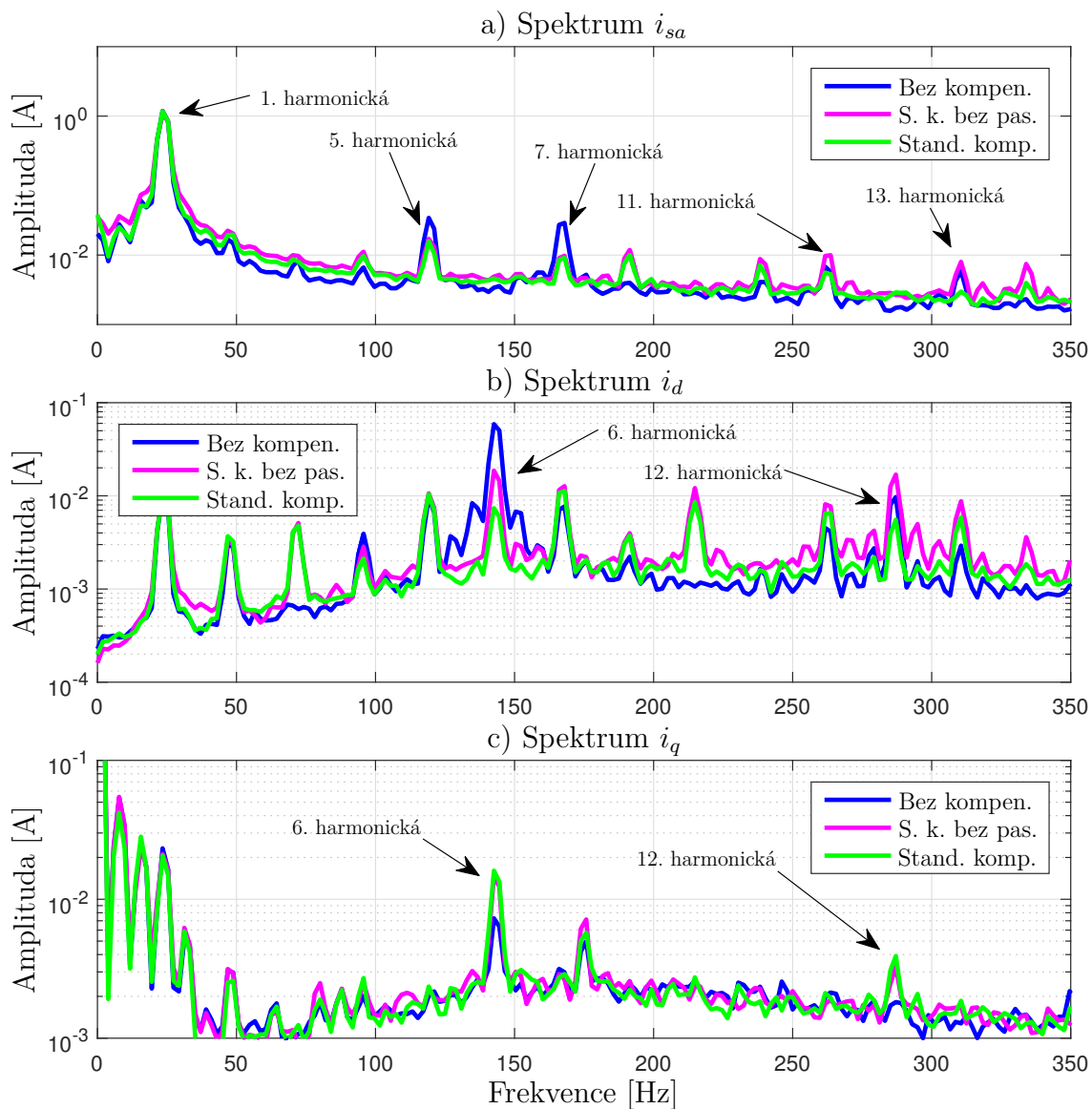
Obr. 5.5: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace bez pásma necitlivosti. g)-i) Standardní kompenzace s pásmem necitlivosti.

Průběhy fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách bez kompenzace jsou zobrazeny na Obr. 5.5 a)-c) pro případ zatížení a na Obr. 5.6 a)-c) pro případ se zátěží. Deformace výstupního napětí měniče způsobuje harmonické zkreslení proudů. Standardní kompenzační strategie částečně zkreslení proudů potlačí, jak je patrné z pok-

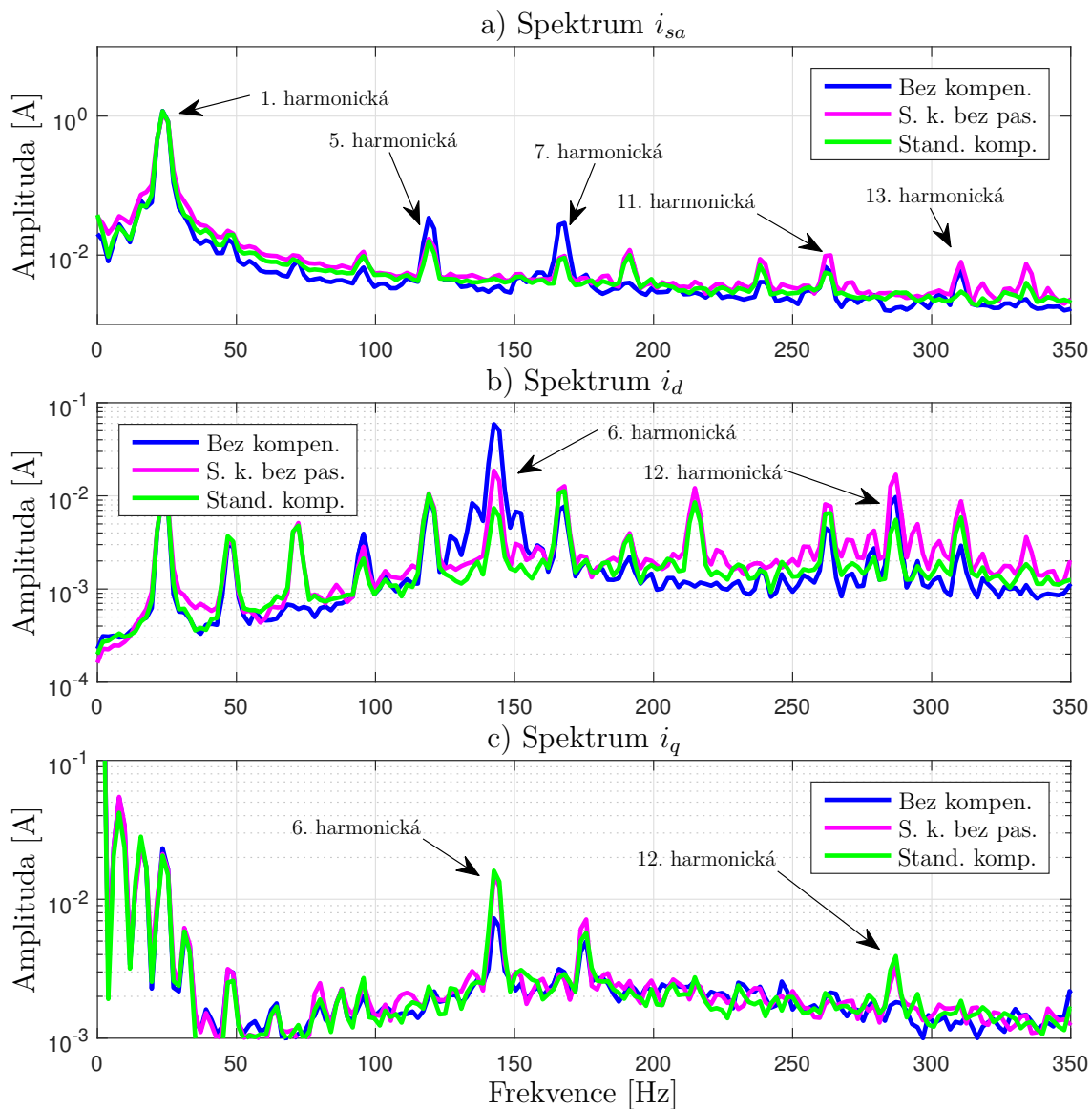
lesu dominantních parazitních harmonických složek ve srovnání spekter proudů na Obr. 5.7 a Obr. 5.8. Zavedení pásma necitlivosti o vhodně zvolené šířce zabránilo chybné kompenzaci v okolí průchodu fázových proudů nulovou hodnotou. Díky této jednoduché úpravě standardní metody kompenzace bylo dosaženo snížení indexu harmonického zkreslení proudu z 2,2 % na 1,63 % (bez kompenzace 3,86 %) v případě bez zátěže a z 0,85 % na 0,77 % (bez kompenzace 2,92 %) při zatíženém motoru. Na snížení HD indexu se nejvíce projevil pokles amplitudy jedenácté a třinácté harmonické složky. Detailnější soubor výsledků k provedeným experimentům je uveden v Tab. 5.2 a Tab. 5.3. Dále si lze z hodnot ve zmíněných tabulkách povšimnout, že vliv deformace výstupního napětí měniče na harmonické zkreslení fázových proudů a následně i dq - proudů s rostoucím zatížením motoru klesá.



Obr. 5.6: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace bez pásma necitlivosti. g)-i) Standardní kompenzace s pásmem necitlivosti.



Obr. 5.7: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže).
a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.



Obr. 5.8: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

5.2 Pozorovatel rušivého napětí s váhovaním odchylek proudů

Výše zmíněná analýza prokázala, že deformace výstupních napětí měniče výrazně ovlivní řízený pohon. Proto je vhodné napětovou deformaci kompenzovat, například pomocí standardní metody z předešlé kapitoly 5.1. Avšak, k obdržení přesných kompenzačních napětí musí být splněno několik podmínek. Bezpodmínečně musí být známa velikost napětové chyby v_{dead} , jejíž aktuální velikost je závislá na znalosti parametrů měniče, operačních podmínkách a také na samotné věrohodnosti modelu, na základě kterého byla vypočtena. Dále musí být přesně detekována polarita fázových proudů. Splnění všech uvedených podmínek může být obtížné. Zvolením jiného přístupu ke kompenzaci se lze vyhnout problémům spojenými s plněním těchto podmínek. Autoři v pracích [38] a [10] se snaží kompenzační napětí odhadovat pomocí jednoduchých pozorovatelů založených na modelu PMSM, které pracují v dopředné vazbě. Nedostatek tohoto přístupu spočívá v absenci zpětné vazby a možnosti jakkoliv ovlivnit dynamiku pozorovatele. Kompenzační napětí jsou přímo závislá na parametrech modelu PMSM.

Snahou navrhovaného přístupu je tyto nedostatky omezit. Za tímto účelem byl sestaven pozorovatel, který na základě modelu PMSM, generovaných řídicích napětí a váhované odchylky mezi měřenými a odhadovanými proudy dokáže rušivá napětí odhadovat. Ověření navrhovaného přístupu na reálném pohonu byla publikována ve článku [73].

5.2.1 Odvození pozorovatele rušivého napětí

Při odvození matematického popisu napětového pozorovatele se vychází z napětových rovnic (5.48) elektrické části PMSM ve statorových $\alpha\beta$ -souřadnicích. Byla použita zjednodušená varianta modelu, která předpokládá, že indukčnosti L_d a L_q jsou v d - a q -ose stejné a formálně mohou být obě nahrazeny indukčností L_s . Dále se předpokládá, že elektrická úhlová rychlost rotoru ω_e je konstantní nebo se mění velmi pomalu ve srovnání s elektrickými veličinami motoru. Napětové rovnice PMSM jsou poté popsány následovně

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

kde L_s a R_s jsou statorová indukčnost a odpor, p je operátor derivace. $v_{s\alpha}$ a $v_{s\beta}$ značí referenční napětí generovaná proudovými regulátory po transformaci do $\alpha\beta$ -

souřadnic zatím bez kompenzace napětového zvlnění.

$$\begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Napětí $v_{emf\alpha}$ a $v_{emf\beta}$ reprezentují zpětně indukované elektromotorické napětí v $\alpha\beta$ -souřadnicovém systému. Zpětně indukované elektromotorické napětí je funkcí elektrické pozice rotoru θ_e a jeho konstanta je reprezentována symbolem λ_m . Dále je rovnice (5.4) rozšířena o rušivá napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$, která reprezentují předpokládané projevy nelinearit měniče přepočítané do $\alpha\beta$ -souřadnicového systému.

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} - \Delta v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} - \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Následně je z napětových rovnic (5.6) sestaven stavový popis a rovnice výstupů (5.7)-(5.8), které jsou rozšířeny o dva stavy reprezentující rušivé napětí. V následujících rovnicích je vždy uvažována průměrná hodnota rušivých napětí $\Delta \mathbf{v}_{s\alpha\beta}$ během jedné periody PWM.

$$\begin{bmatrix} p i_{s\alpha} \\ p i_{s\beta} \\ p \Delta v_{s\alpha} \\ p \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} - v_{emf\alpha} \\ v_{s\beta} - v_{emf\beta} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Rovnice (5.7) a (5.8) jsou již základem pro obdržení stavových rovnic pozorovatele ve spojitě oblasti. Následně jsou stavové rovnice rozšířeny o váhovaný rozdíl mezi odhadovanými ($\hat{i}_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\beta}$) a měřenými ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) proudy dle vztahů (5.9) a (5.10) [46]. Při rozšíření se vychází z předpokladu, že rozdíl mezi odhadovanými a měřenými proudy by měl být v ideálním případě nulový.

$$\begin{aligned} w_{11} (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}); & \quad w_{12} (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}); \\ w_{21} (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}); & \quad w_{22} (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}); \end{aligned} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} W_{11} &= -\left(\frac{R_s}{L_s} + w_{11}\right); & W_{12} &= -\left(\frac{R_s}{L_s} + w_{12}\right); \\ W_{21} &= -L_s w_{21}; & W_{22} &= -L_s w_{22}; \end{aligned} \quad (5.10)$$

Po dosazení a úpravě dostaneme výsledné rovnice spojitého pozorovatele rušivého napětí,

$$\begin{bmatrix} p\hat{i}_{s\alpha} \\ p\hat{i}_{s\beta} \\ p\Delta\hat{v}_{s\alpha} \\ p\Delta\hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_s \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \Delta\hat{v}_{s\alpha} \\ \Delta\hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_{11} & 0 \\ 0 & W_{12} \\ W_{21} & 0 \\ 0 & W_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} - v_{emf\alpha} \\ v_{s\beta} - v_{emf\beta} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} -W_{11} - \frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -W_{12} - \frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ -W_{21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -W_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

kde horní index " ^ " značí odhad dané veličiny. Koeficienty $W_{11} - W_{22}$ obsahují váhové konstanty $w_{11} - w_{22}$, které ovlivňují póly pozorovatele a tím i jeho vlastnosti, jako rychlost konvergence odhadu, filtraci odhadovaných veličin a stabilitu celého systému. Jejich vhodným nastavením lze dosáhnout požadovaného chování pozorovatele a odhadu rušivých napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$.

$$\begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_{s\alpha}(k+1) - \hat{i}_{s\alpha}(k)}{T_s} \\ \frac{\hat{i}_{s\beta}(k+1) - \hat{i}_{s\beta}(k)}{T_s} \\ \frac{\Delta\hat{v}_{s\alpha}(k+1) - \Delta\hat{v}_{s\alpha}(k)}{T_s} \\ \frac{\Delta\hat{v}_{s\beta}(k+1) - \Delta\hat{v}_{s\beta}(k)}{T_s} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_s \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k) \\ \hat{i}_{s\beta}(k) \\ \Delta\hat{v}_{s\alpha}(k) \\ \Delta\hat{v}_{s\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_{11} & 0 \\ 0 & W_{12} \\ W_{21} & 0 \\ 0 & W_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) - v_{emf\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) - v_{emf\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Rovnice spojitého pozorovatele (5.11) a (5.12) je nutné převést do diskrétní podoby (5.13) pomocí Eulerovy aproximace, aby mohl být algoritmus následně implementován na reálný pohon. Předpokládá se použití dostatečně krátké periody vzorkování T_s , která zajistí požadovanou přesnost výpočtu a tím nejvěrnější shodu

mezi diskretním ekvivalentem a spojitým systémem v okamžicích vzorkování. Dále je pro přehlednost diskretní popis pozorovatele (5.13) rozdělen do dvou rovnic a upraven do tvaru, ve kterém na levé straně vystupují odhady stavů proudů $\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta}(k+1)$ a rušivého napětí $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}(k+1)$ v následujícím kroku.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k+1) \\ \hat{i}_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k) \\ \hat{i}_{s\beta}(k) \end{bmatrix} - \frac{R_s T_s}{L_s} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \\ &+ T_s \begin{bmatrix} w_{11} & 0 \\ 0 & w_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k) - i_{s\alpha}(k) \\ \hat{i}_{s\beta}(k) - i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{T_s}{L_s} \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k) - v_{emf\alpha}(k) - \Delta\hat{v}_{s\alpha}(k) \\ v_{s\beta}(k) - v_{emf\beta}(k) - \Delta\hat{v}_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.14)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{v}_{s\alpha}(k+1) \\ \Delta\hat{v}_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = L_s T_s \begin{bmatrix} w_{21} & 0 \\ 0 & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha}(k) - i_{s\alpha}(k) \\ \hat{i}_{s\beta}(k) - i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta\hat{v}_{s\alpha}(k) \\ \Delta\hat{v}_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Po předešlé úpravě je opět patrné, že váhové konstanty w_{11-22} udávají zesílení odchylky mezi měřenými ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) a odhadovanými ($\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}$) proudy. Tvar rovnic pozorovatele lze dále zjednodušit snížením počtu volitelných vah ze čtyř na dvě, pokud budou váhy w_{11} a w_{12} a také váhy w_{21} a w_{22} zvoleny jako identické. Pokud platí, že $w_{11} = w_{12} = w_1$ a $w_{21} = w_{22} = w_2$, diskretní rovnice pozorovatele lze zjednodušit a převést do konečného vektorového tvaru, který je již připraven k implementaci.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta}(k+1) &= \hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta}(k) - \frac{R_s T_s}{L_s} \mathbf{i}_{s\alpha\beta}(k) + w_1 T_s (\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta}(k) - \mathbf{i}_{s\alpha\beta}(k)) \\ &+ \frac{T_s}{L_s} \mathbf{v}_{s\alpha\beta}(k) - \mathbf{v}_{emf\alpha\beta}(k) - \Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}(k) \end{aligned} \quad (5.16)$$

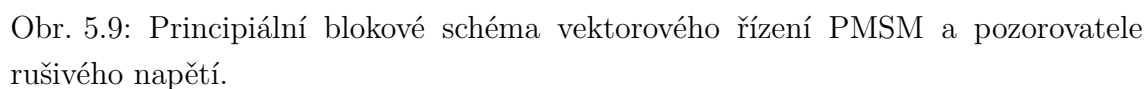
$$\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}(k+1) = w_2 L_s T_s (\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta}(k) - \mathbf{i}_{s\alpha\beta}(k)) + \Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}(k) \quad (5.17)$$

Výsledné vypočtené napětí $\mathbf{v}_{s\alpha\beta}^*$ je dáno součtem kompenzačních napětí (odhad rušivého napětí $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$) a napětí $\mathbf{v}_{s\alpha\beta}$ generovaných proudovými regulátory.

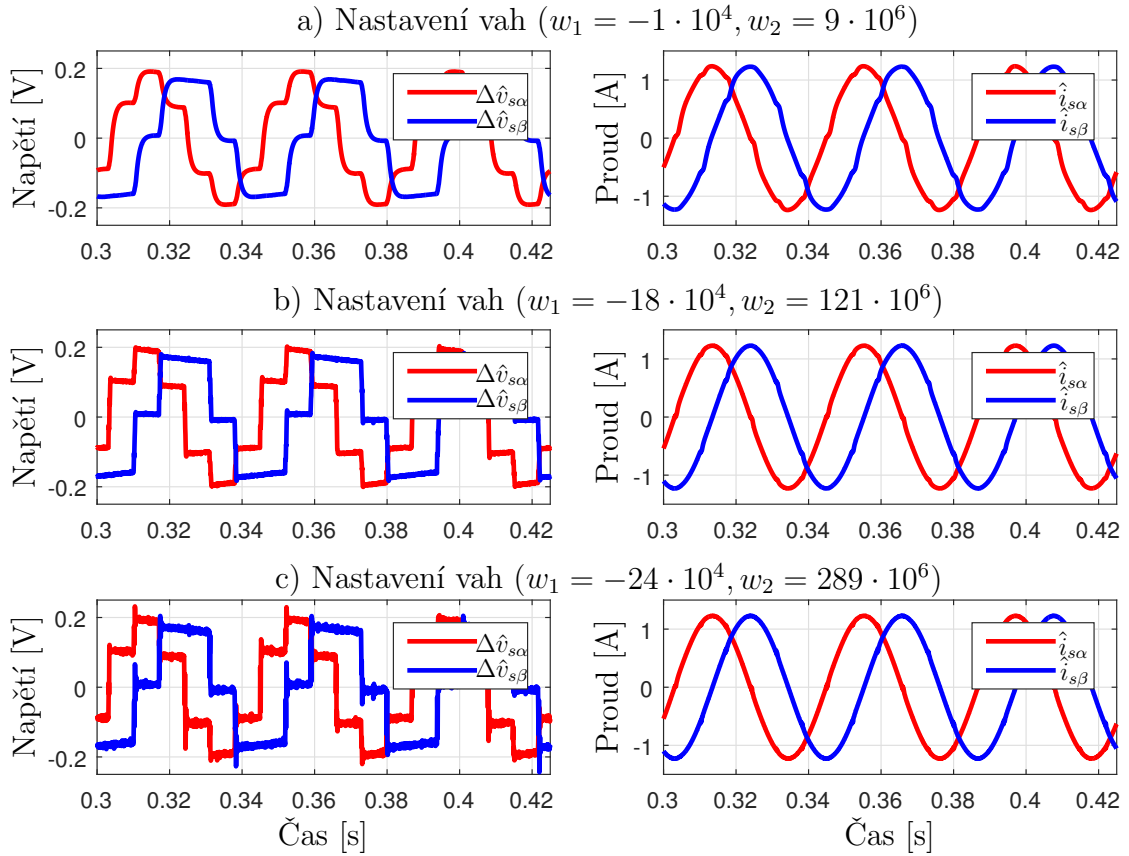
$$\mathbf{v}_{s\alpha\beta}^*(k) = \mathbf{v}_{s\alpha\beta}(k) + \Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}(k) \quad (5.18)$$

5.2.2 Výsledky simulací

Jak bylo zmíněno výše, tato metoda kompenzace je určena k zařazení do algoritmu vektorového řízení PMSM. Než dojde k reálnému nasazení pozorovatele, je nutné jeho funkčnost ověřit pomocí simulací. Na Obr. 5.9 je zobrazeno principiální blokové schéma vektorového řízení PMSM s implementovaným pozorovatelem rušivého napětí. Tato struktura odpovídá modelovacímu schématu, jež bylo

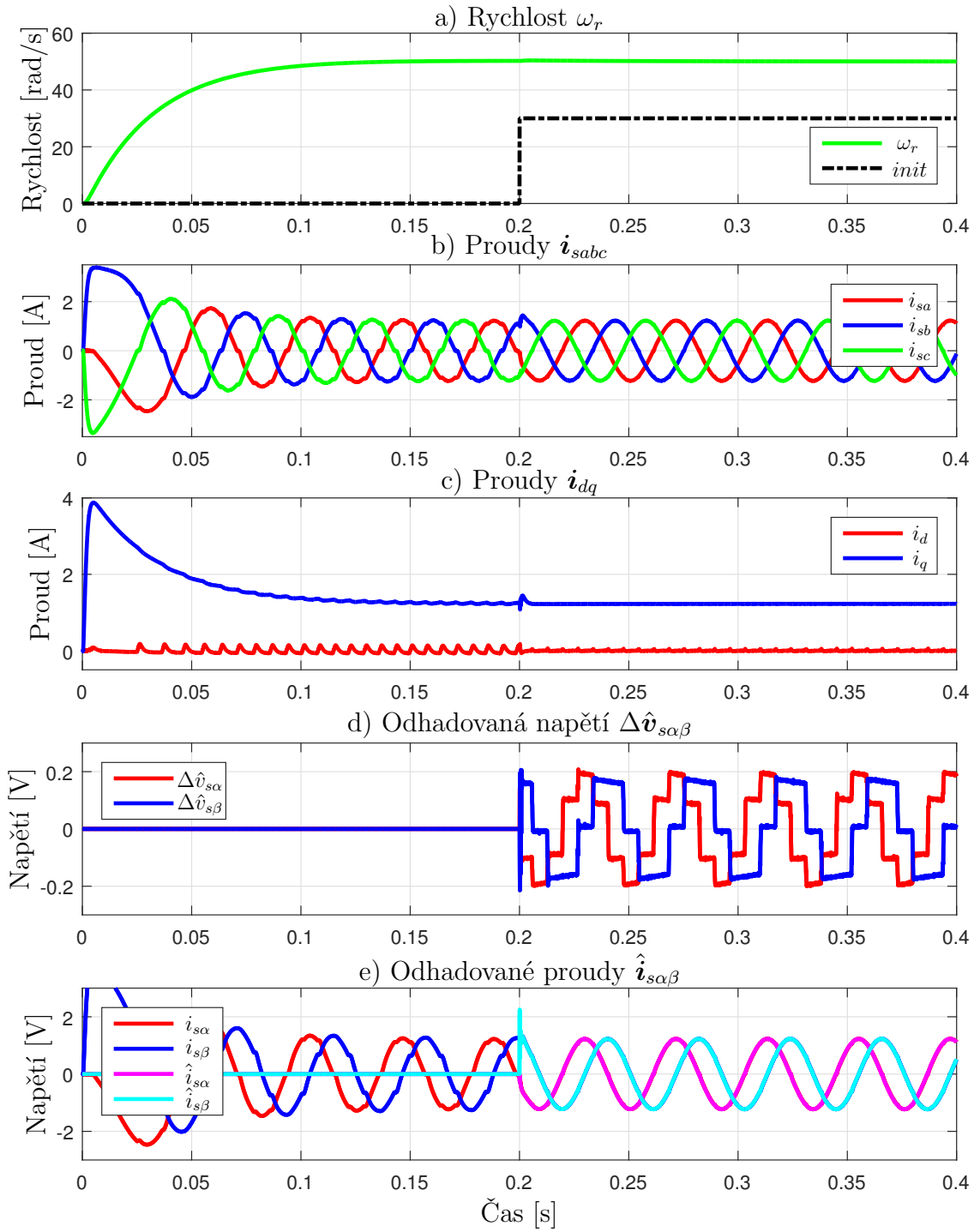


58



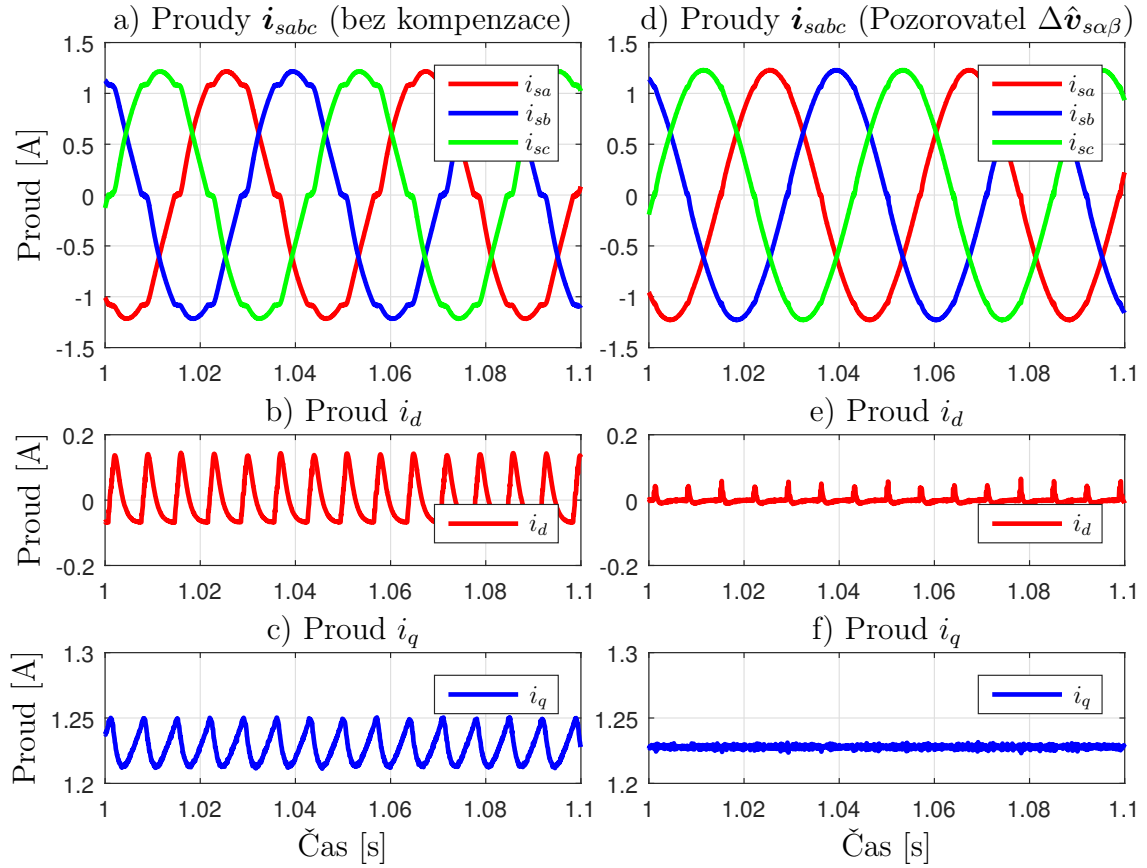
Obr. 5.11: Nastavení vah pozorovatele rušivých napětí.

Nastavení vah w_{1-2} je nutné provádět opatrně, protože jejich prostřednictvím je možné ovlivnit póly pozorovatele a tím i jeho klíčové vlastnosti. Váhy w_{1-2} jsou nastaveny především s ohledem na požadovanou přesnost výstupních kompenzačních napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$. Několik případů výsledných odhadů kompenzačních napětí a proudů v $\alpha\beta$ - souřadnicích při různém nastavení vah w_{1-2} je zobrazeno na Obr. 5.11. Pro první případ nastavení vah (Obr. 5.11 a)) není rychlost konvergence odhadů k očekávaným kompenzačním napětím po každé změně polarity jednoho z fázových proudů dostatečná. Navíc odhady $\alpha\beta$ - fázových proudů jsou zvlněny. Nastavení vah pozorovatele by také nemělo být příliš citlivé (Obr. 5.11 c)), aby odhadovaná napětí neobsahovala vysokofrekvenční komponenty, které mohou způsobit rušení výstupních napětí a také negativně ovlivnit stabilitu systému. Ze zmíněných důvodů je zvoleno kompromisní nastavení vah $w_1 = -18 \cdot 10^4$, $w_2 = 121 \cdot 10^6$ viz Obr. 5.11 b), které bude použito při následném simulačním ověření kompenzačního algoritmu. Odhady napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$ jsou dostatečně přesné a bez významného zpoždění, které by se projevilo zvlněním odhadů $\alpha\beta$ - fázových proudů. Hodnoty vah udávané na Obr. 5.11 berou v potaz vliv periody vzorkování a v případě váhy w_2 i hodnotu indukčnosti L_s , které vystupují v rovnicích 5.16 a 5.17.



Obr. 5.12: Výsledky simulace po zahájení kompenzace odhadnutým napětím $\Delta \hat{v}_{s\alpha\beta}$ v čase $t = 0.2$ s.

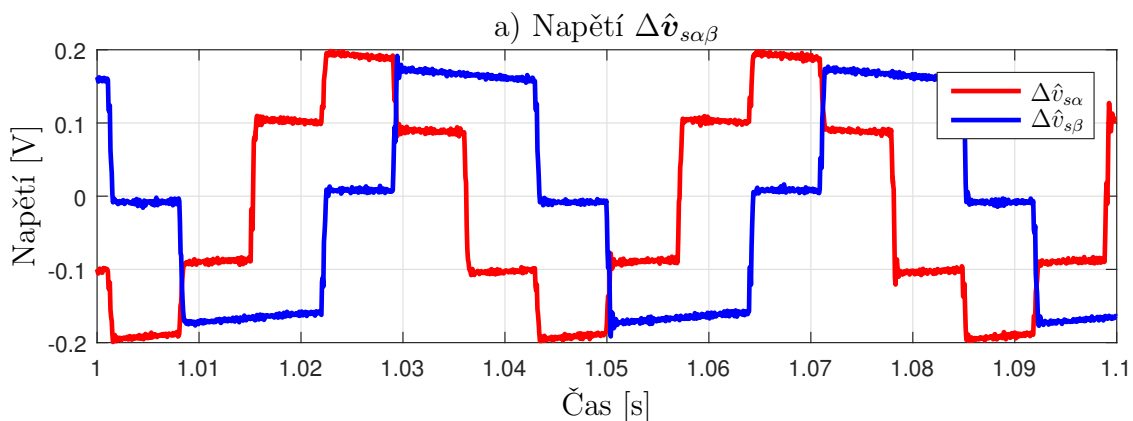
V následující části jsou uvedeny a popsány průběhy simulací, které ověřují správnou funkci navrženého algoritmu kompenzace. Obr. 5.12 zachycuje odezvu vektorově řízeného PMSM na skokovou změnu žádané hodnoty otáček z 0 na 50 rad/s. Kompenzace a odhad rušivých napětí $\Delta \hat{v}_{s\alpha\beta}$ je zahájen po odeznění přechodového děje



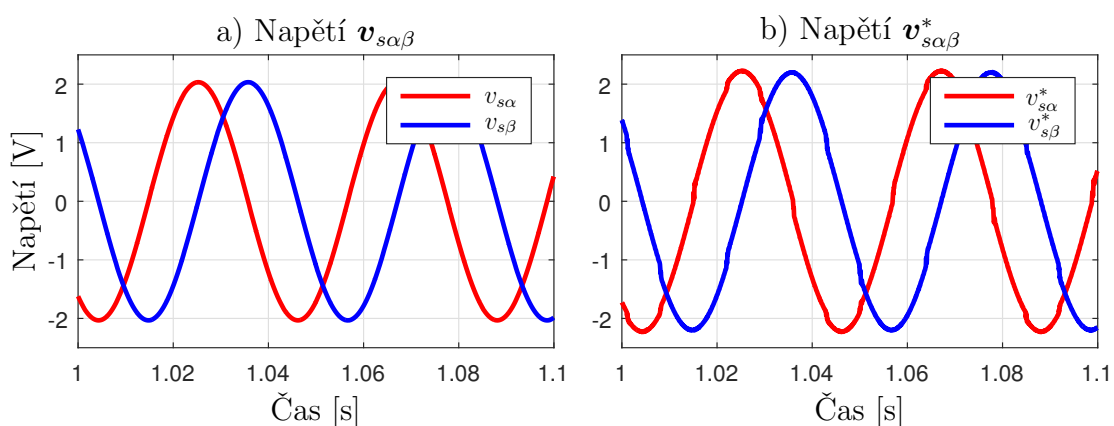
Obr. 5.13: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Pozorovatel rušivých napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha\beta}$.

v čase $t = 0.2$ s, což indikuje čerchovaný průběh signálu *init* na Obr. 5.12 a). Odhadovaná rušivá napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$ konvergují k předpokládané hodnotě v daném stavu, jenž je dán aktuální kombinací polarit fázových proudů, během několika kroků bez výrazných zákmitů, které by mohly negativně ovlivnit průběh regulace. Pro tento případ jsou výstupní napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$ pozorovatele omezena jejich předpokládanou maximální hodnotu. Odhady proudů $\hat{i}_{s\alpha}$ a $\hat{i}_{s\beta}$ z Obr. 5.12 e) jsou prakticky totožné se satorovými proudy $i_{s\alpha}$ a $i_{s\beta}$. Z průběhů je zřejmé, že má pozorovatel velmi rychlou dynamiku a je schopen dosáhnout potlačení proudového zvlnění (Obr. 5.12 b)-c)) během několika kroků od zahájení odhadu a kompenzace rušivými napětími. Průběh vektorového řízení není výrazně narušen zahájenou kompenzací díky vhodně zvolenému nastavení vah w_{1-2} , což je nutnou podmínkou pro budoucí nasazení kompenzačního algoritmu na reálný systém.

Další prezentované průběhy uvádějí srovnání stavů proudů/napětí před a po kompenzaci rušivých napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha\beta}$. Výsledky jsou prezentovány během ustáleného stavu při rychlosti rotoru 50 rad/s a bez zatížení. Z detailu průběhu fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách na Obr. 5.13 a)-c) je zřejmé, že jejich očekávané průběhy



Obr. 5.14: Průběh odhadů rušivých napětí $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$.

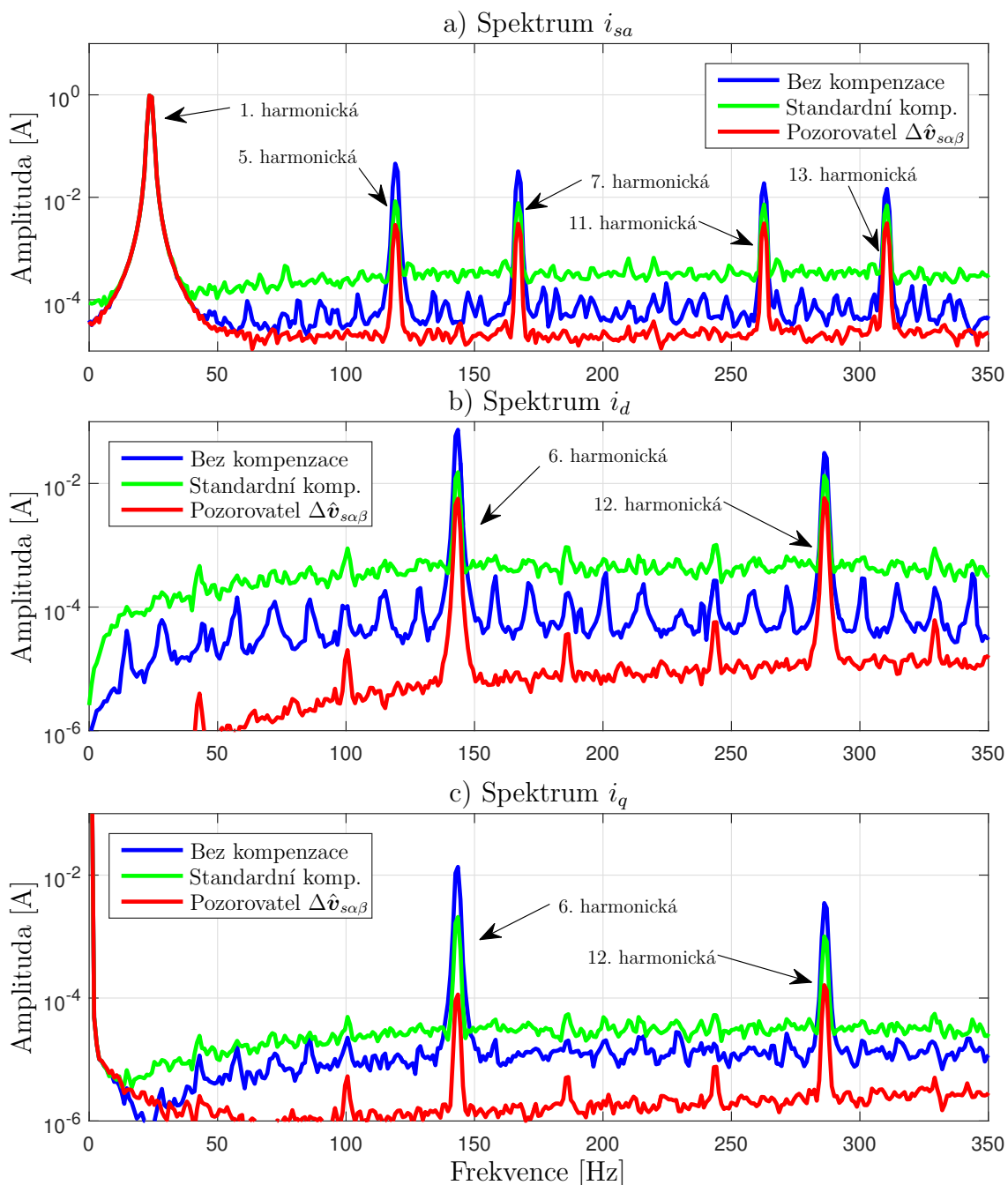


Obr. 5.15: Příkazová napětí v $\alpha\beta$ - souřadnicovém systému. a) před kompenzací. b) po kompenzací.

jsou výrazně narušeny deformací výstupního napětí měniče. Tato deformace se projevuje výskytem vyšších harmonických složek ve fázových proudech \mathbf{i}_{sabc} , které díky tomu nemají čistě sinusový průběh. Navíc se u fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} projevuje tendence se přiklánět k 0 v oblasti jejich průchodu přes nulovou hodnotu. Tyto deformace se následně prostřednictvím transformací (Parkovy, Clárkové) projeví v podobě zvlnění i v d - a q - složce proudu.

Harmonické zkreslení je evidentní ze zobrazeného spektra a - fázového proudu a spekter proudů v dq - osách na Obr. 5.16. Spektra byla získána aplikací Fourierovy transformace v prostředí MATLAB. Z ní vyplývá, že ve spektru proudu a -fáze je dominantní pátá, sedmá, jedenáctá a třináctá harmonická složka (pro b -, c - fáze lze získat obdobné výsledky), což souhlasí s teoretickými předpoklady uvedenými v kapitole 3.5. Tyto parazitní harmonické složky se transformují do podoby 6. a 12. harmonické složky ve spektrech proudů d - a q - složky (frekvence 6. a 12. harmonické jsou odvozeny od frekvence 1. harmonické složky fázového proudu i_{sa}). Nežádoucí

deformace výstupních napětí měniče je kompenzována odhadovanými napětími $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$, jejichž detail je zobrazen na Obr. 5.14. Díky kompenzaci je dosaženo významného potlačení harmonického zkreslení proudu v a - fázi a zvlnění d - a q - složky proudu, což dokazují průběhy proudů z Obr. 5.13 d)-e) a spektra proudů z Obr. 5.16. Číselné vyjádření poklesů dominantních parazitních harmonických složek je uve-



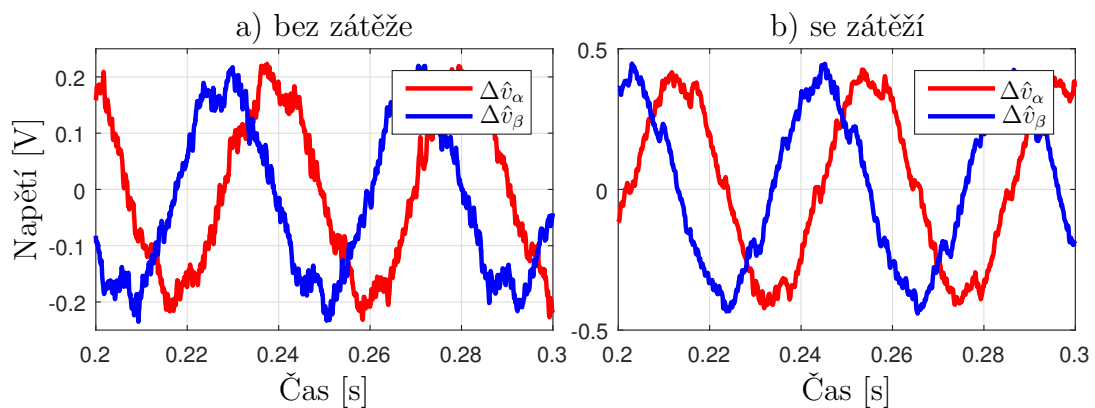
Obr. 5.16: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

deno v souhrnné Tab. 5.1, výsledný index harmonického zkreslení díky pozorovateli rušivých napětí klesl na 0,62 %. Na Obr. 5.16 jsou uvedena výstupní napětí v $\alpha\beta$ -souřadnicích, $\mathbf{v}_{s\alpha\beta}$ je transformované výstupní napětí proudových PI regulátorů, ze kterého po přičtení kompenzačního napětí $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$ vzniká napětí $\mathbf{v}_{s\alpha\beta}^*$ v souladu s rovnicí (5.18).

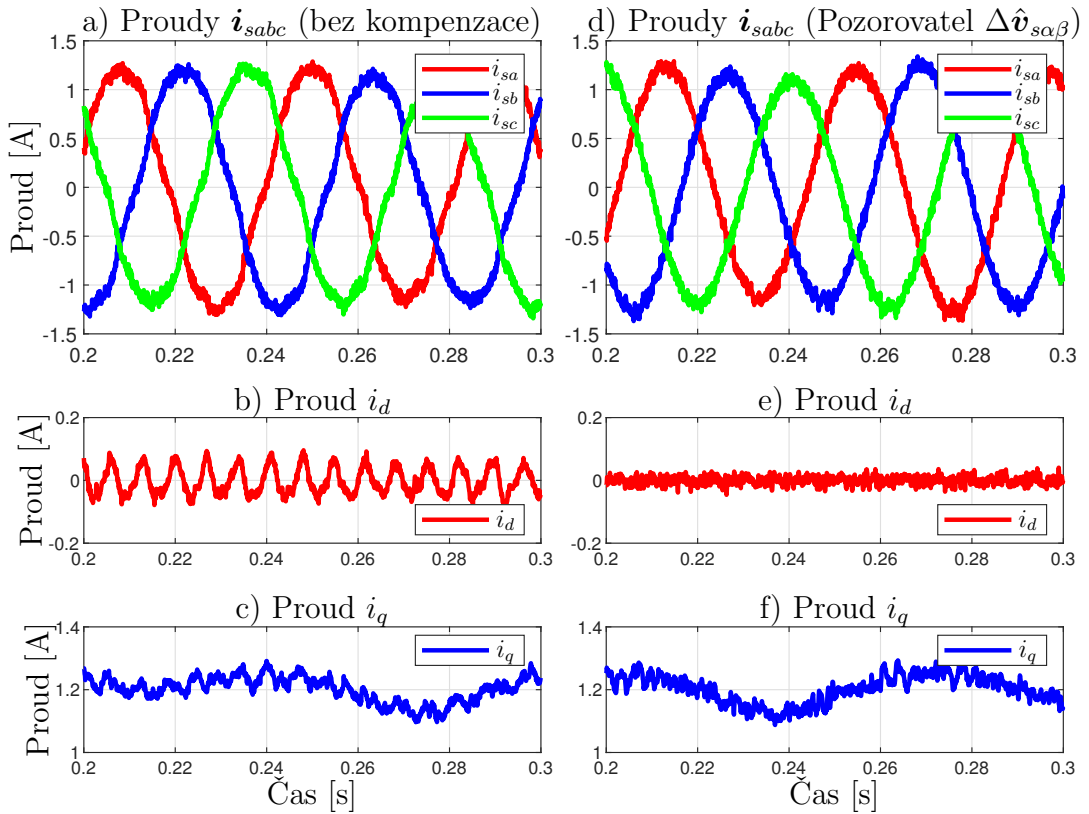
Přínosem navrženého přístupu kompenzace napěťových úbytků na měniči je jednoduché nastavení vah pozorovatele, jen s pomocí dvou parametrů w_{1-2} . Dále aplikovatelnost řešení na různé typy měničů bez závislosti na typu použitých spínacích prvků a znalosti dalších parametrů napěťového meniče. Další výhoda spočívá v tom, že není nutné detekovat polaritu fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} k určení polarity kompenzačních napětí, jak je tomu např. u standardní metody kompenzace (viz kapitola 3.4.3). Naopak, prezentovaný přístup je závislý na relativně přesné znalosti parametrů PMSM (R_s , L_s a λ_m), bez kterých nelze dosáhnout uspokojivých výsledků. Odhady kompenzačních napětí jsou nejvíce náchylné na chybu v konstantě λ_m EMF napětí.

5.2.3 Výsledky experimentů

Ověření kompenzační strategie založené na pozorovateli rušivých napětí $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$ proběhlo na reálném PMSM řízeném real-time platformou dSPACE DS1103, podrobnému popisu testovacího systému je věnována kapitola 6.3. Před implementací prošel algoritmus pozorovatele z prostředí Simulink jen drobnými úpravami, formálně zůstává stejný jako na Obr. 5.10, jen byl optimalizován z hlediska výpočetní náročnosti. Výsledky experimentu jsou vždy měřeny během ustáleného stavu PMSM (ustálená hodnota otáček ω_r) a za stejných podmínek jako v předcházející kapitole, parametry PMSM a měniče lze nalézt v Tab. 6.4 a Tab. 6.3. Perioda PWM a perioda vzorkování, na níž pracuje pozorovatel napětí $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$, zůstala nastavena na stejné hodnotě $T_{PWM} = T_s = 62,5 \mu s$.



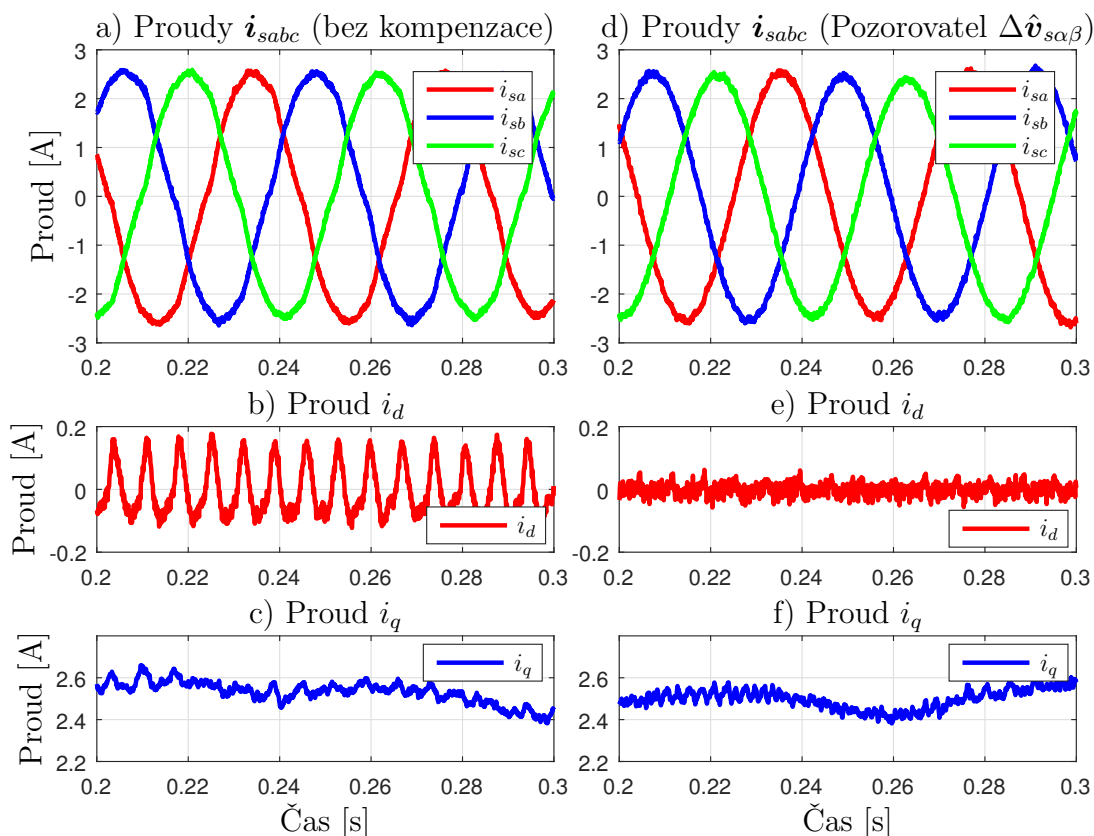
Obr. 5.17: Odhadovaná kompenzační napětí $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$ pro otáčky 50 rad/s.



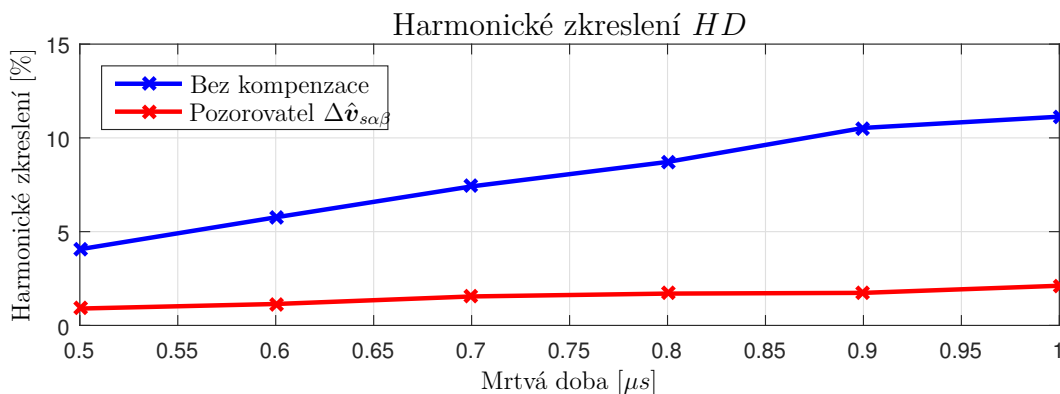
Obr. 5.18: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq -osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Pozorovatel rušivých napětí $\Delta \hat{v}_{s\alpha\beta}$.

Váhové konstanty pozorovatele w_{1-2} je žádoucí nastavit konzervativně, aby nedocházelo k nežádoucím oscilacím odhadovaných napětí. Nastavení vah w_{1-2} , které bylo použito během simulací, se bohužel ukázalo jako nevhodné. Proto byly váhy ovlivňující póly pozorovatele nastaveny tak, aby jeho dynamika byla zpomalena, potlačily se oscilace odhadovaných napětí a zlepšila se jeho robustnost.

Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq -osách pro případ bez kompenzace a s kompenzací pomocí pozorovatele rušivých napětí je zobrazeno na Obr. 5.18 pro nezatížený motor a na Obr. 5.19 pro PMSM se zátěží. Aplikovaná odhadovaná kompenzační napětí jsou zobrazena na Obr. 5.17. Jejich průběh se nepatrně liší od ideálního odhadu kompenzačních napětí ze simulací z Obr. 5.14. Odlišnost průběhů může být způsobena tím, že pozorovatel založený na modelu kompenzuje i jiné parazitní jevy než úbytky napětí vyvolané nelinearitami měniče, které nebyly v simulacích uvažovány. Kompenzace dokázala výrazně snížit amplitudu parazitní šesté a dvanácté harmonické složky, díky tomu se zvlnění proudu v dq -osách dostalo až na úroveň šumu, jak je patrné z průběhů na Obr. 5.18 e)-f). To se také projevilo výrazným poklesem parazitních lichých harmonických složek fázových proudů, jak



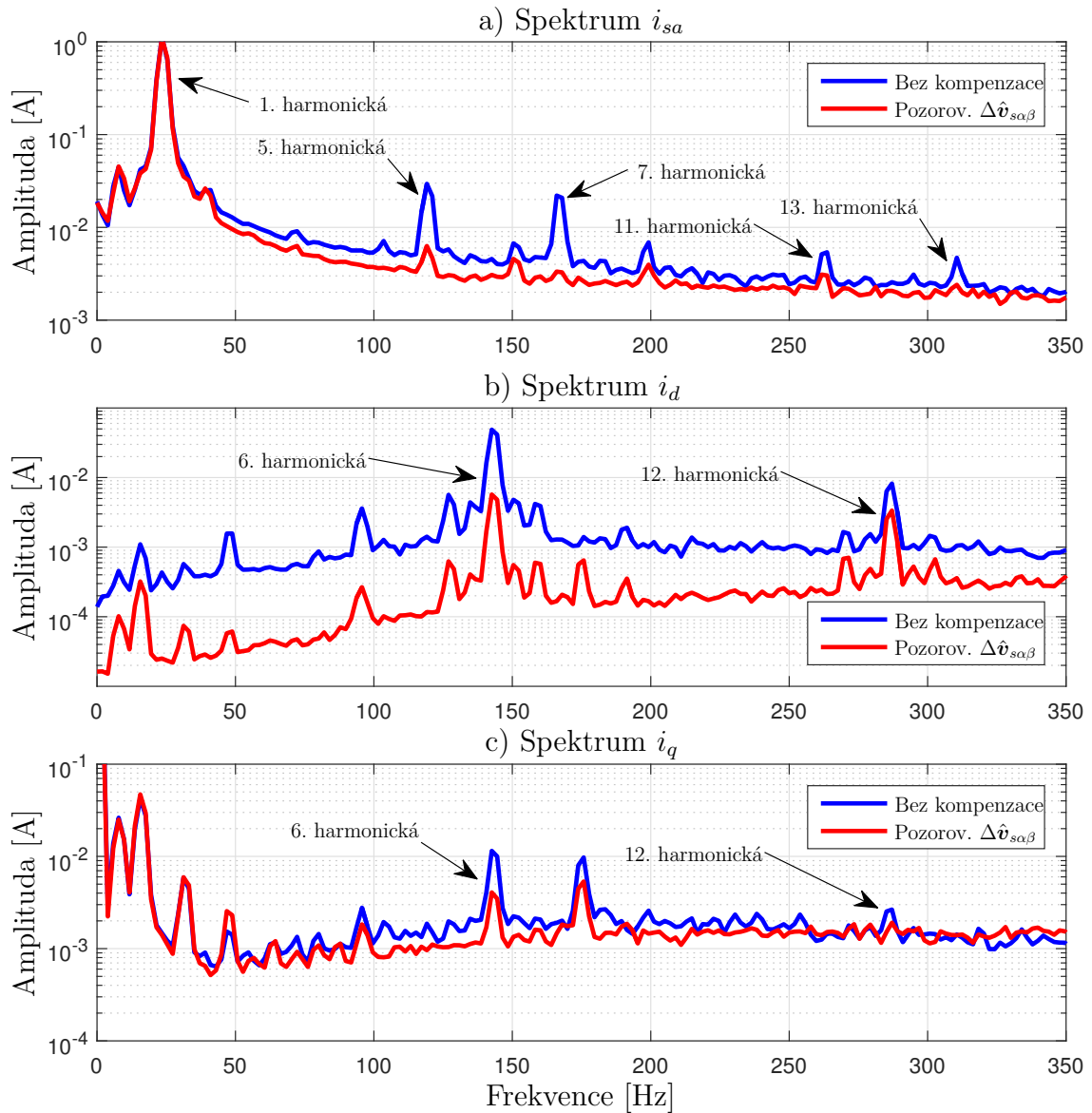
Obr. 5.19: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Pozorovatel rušivých napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha\beta}$.



Obr. 5.20: Vliv změny doby trvání T_d na harmonické zkreslení HD .

dokládají frekvenční spektra proudů na Obr. 5.21 a Obr. 5.22.

Odečty velikostí amplitud dominantních parazitních harmonických složek a - fáze proudu jsou uvedeny v souhrnných tabulkách Tab. 5.2 a Tab. 5.3 na konci kapitoly věnující se kompenzaci nelinearit měniče při řízení PMSM. Udávané hodnoty nemusejí být v jistých případech zcela přesné, například 7. a 13. harmonická složka (Obr. 5.21 a)) je potlačena až na úroveň šumu, skutečné hodnoty amplitud mo-

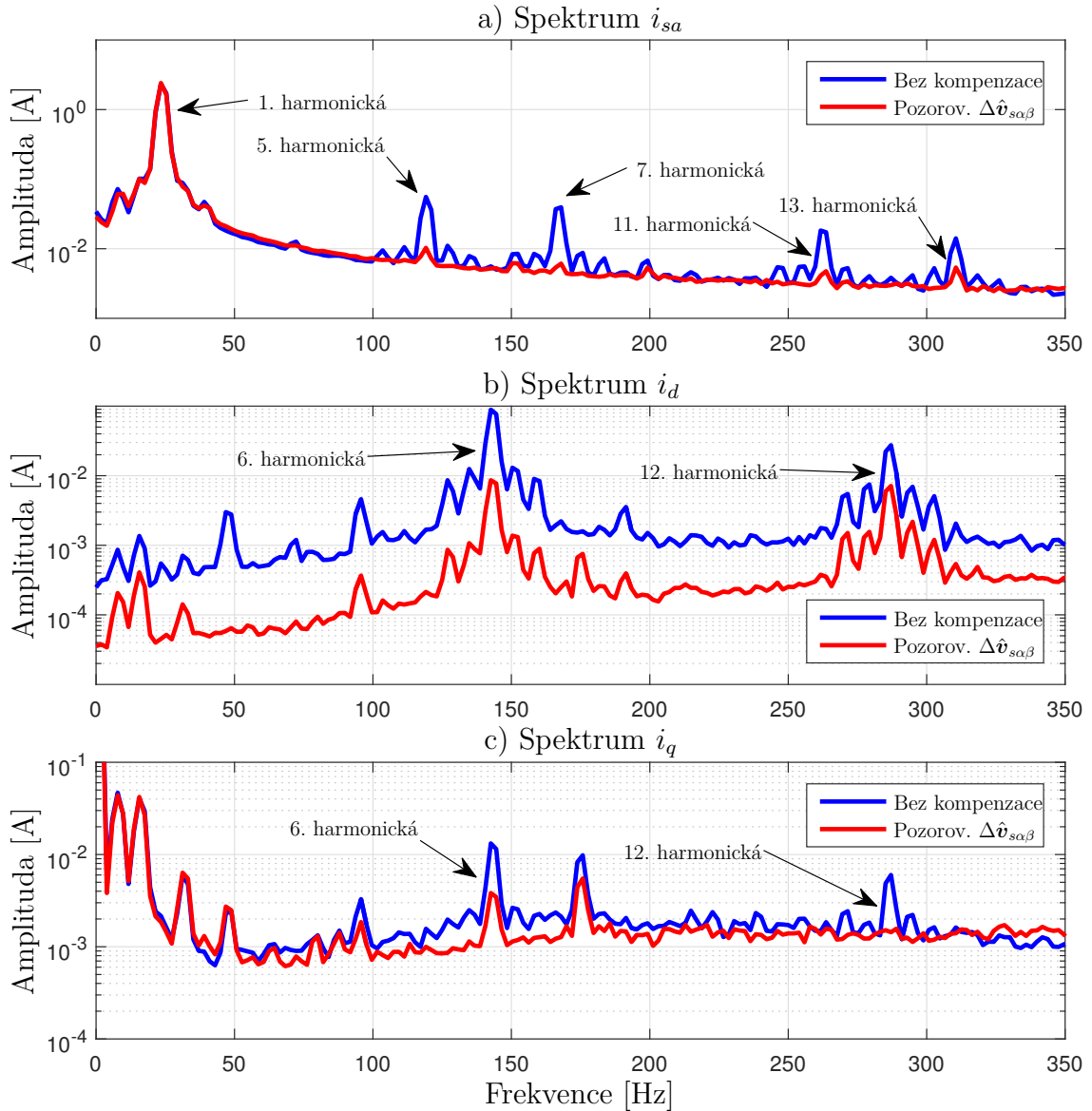


Obr. 5.21: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

hou být ještě nižší než prezentované. Výsledný index HD pro nezatížený systém je 0,89 % a pro zatížený 0,57 %. Výsledky z dalších experimentů během ustáleného stavu při rychlosti rotoru 100 rad/s a v případě bez/se zatížením lze nalézt v příloze A.1. V příloze jsou uvedeny průběhy měřených proudů, jejich spektra a přehledové tabulky s velikostí parazitních harmonických složek proudů a výsledný HD index.

Průběh velikosti indexu harmonického zkreslení HD v závislosti na délce trvání mrtvé doby T_d od 0,5 po 1 μ s pro PMSM operujícím na mechanických otáčkách 50 rad/s bez zatížení je zobrazen na Obr. 5.20. V nekompenzovaném případě ve-

likost indexu HD dle očekávání téměř lineárně narůstá úměrně s prodlužující se délkou trvání periody T_d mrtvé doby. Navrhovanému pozorovateli se při konstantním nastavení vah daří odhadovat kompenzační napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha\beta}$, která udržují přibližně konstantní poměr útlumu harmonického zkreslení při měnícím se trvání mrtvé doby.



Obr. 5.22: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

5.3 Pozorovatel napěťového rušení založený na algoritmu Kalmanova filtru

Některé práce [10, 38] se snaží odhadovat rušivé napětí v $\alpha\beta$ - nebo dq - souřadnicovém systému prostřednictvím on-line přístupu. Avšak přesný odhad trajektorie periodicky se měnícího signálu v čase je pro pozorovatele velice obtížné. Proto bylo cílem při návrhu popisované kompenzační strategie navrhnout pozorovatele tak, aby bylo možné určit kompenzační napětí jen z jednoho odhadovaného parametru v_{dead} . Teoreticky lze hodnotu napětí v_{dead} spočítat dle zjednodušených vztahů (3.11 - 3.13). Ve skutečnosti hodnota v_{dead} kolísá v závislosti na pracovních podmínkách motoru. Navíc je napětí v_{dead} jen velmi obtížně měřitelné (bez fyzické úpravy standardního třífázového měniče je neměřitelné), takže se jeho odhadování jeví jako nejlepší možná cesta, jak jej získat. Za tímto účelem bude použita Kalmanova filtrace. Ověření navrhovaného přístupu na reálném pohonu byla publikována ve článku [69].

5.3.1 Rozšíření modelu PMSM

K použití Kalmanova filtru jako stavového pozorovatele musí být sestaven stavový model PMSM. Za tímto účelem je využit dynamický model PMSM v souřadnicích spjatých s rotorem [43]. Tento model je následně rozšířen o rušivá napětí Δv_d a Δv_q , jež jsou přepočtena do dq - souřadnicového systému.

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_d \\ \frac{d}{dt} i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_e \\ \frac{L_d}{L_q} \omega_e & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \Delta v_d \\ -\frac{1}{L_q} \omega_e \lambda_m + \frac{1}{L_q} \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \doteq \begin{bmatrix} \Delta v_{d6h} \\ \Delta v_{q6h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{4}{\pi} v_{dead} \left(\frac{12}{35} \sin(6\theta_e) \right) \\ \frac{4}{\pi} v_{dead} \left(\frac{2}{35} \cos(6\theta_e) \right) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Matematický popis rušivých napětí Δv_d a Δv_q , která lze vyjádřit jako funkce elektrické polohy rotoru θ_e , byl odvozen v kapitole 3.5 zabývající se harmonickou analýzou. Pro naše účely bude použita zjednodušená varianta vztahů (3.48 - 3.49). Protože budeme vycházet z předpokladu, že d - složka proudů bude vždy řízena do nuly a nebude se počítat s využitím žádného algoritmu odbuzování.

V následném odvození stavového popisu PMSM budou rušivá napětí Δv_d a Δv_q reprezentována pouze jejich dominantní 6. harmonickou složkou, kterou udávají napětí Δv_{d6h} a Δv_{q6h} . Ve vztahu (5.20) stojí za povšimnutí parametr v_{dead} , který

nejen ovlivňuje amplitudu obou rušivých napětí Δv_{d6h} a Δv_{q6h} , ale také určuje velikost napěťové chyby v abc - souřadnicích dle rovnice (3.13). Těto znalosti lze využít a stavový model rozšířit o třetí stav. Nyní budou mezi stavovými proměnnými vystupovat nejen proudy i_d , i_q , ale také napětí v_{dead} jako nová stavová proměnná. Po následných úpravách je získán požadovaný stavový popis PMSM

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_d \\ \frac{d}{dt} i_q \\ \frac{d}{dt} v_{dead} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dead} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \\ \lambda_m \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dead} \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

kde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_e & \frac{1}{L_d} \frac{4}{\pi} \left(\frac{12}{35} \sin(6\theta_e) \right) \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e & -\frac{R_s}{L_d} & \frac{1}{L_q} \frac{4}{\pi} \left(\frac{2}{35} \cos(6\theta_e) \right) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \omega_e \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Vektor vstupů obsahuje skutečná na výstup přivedená napětí v_d^* a v_q^* v dq - souřadnicích a konstantu zpětného elektromotorického napětí λ_m . R_s reprezentuje statorový odpor a L_d a L_q příčnou a podélnou indukčnost. Elektrická úhlová rychlost rotoru a elektrická pozice vystupují pod symboly ω_e respektive θ_e .

5.3.2 Aplikace Kalmanova filtru

Pokud zvolíme dostatečně krátkou periodu vzorkování T_s , lze spojitý stavový model PMSM převést na diskretní pomocí Eulerovy aproximace,

$$\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \\ v_{dead}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_z(k) \begin{bmatrix} i_d(k-1) \\ i_q(k-1) \\ v_{dead}(k-1) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_z(k) \begin{bmatrix} v_d^*(k-1) \\ v_q^*(k-1) \\ \lambda_m(k-1) \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_z(k) \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \\ v_{dead}(k) \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

kde

$$\mathbf{A}_z(k) = (\mathbf{I} - T_s \mathbf{A}) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_d} T_s & \frac{L_q}{L_d} \omega_e T_s & \frac{T_s}{L_d} v_{d6h} \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e T_s & 1 - \frac{R_s}{L_d} T_s & \frac{T_s}{L_q} v_{q6h} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$\mathbf{B}_z(k) = T_s \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} T_s & -\frac{T_s}{L_q} \omega_e \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_z(k) = \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

$$\begin{aligned} v_{d6h} &= \frac{4}{\pi} \left(\frac{12}{35} \sin(6\theta_e) \right) \\ v_{q6h} &= \frac{4}{\pi} \left(\frac{2}{35} \cos(6\theta_e) \right) \end{aligned} \quad (5.27)$$

a kde T_s představuje periodu vzorkování. Uvedené stavové rovnice jsou následně použity KF algoritmem z rovnic (4.8)-(4.14) pro odhad proudů v dq - souřadnicovém systému a k odhadu napětí \hat{v}_{dead} , které je klíčové k určení výsledných kompenzačních napětí. Situaci při implementaci KF algoritmu komplikuje nemožnost předpočítat matice \mathbf{A}_z a \mathbf{B}_z , protože v maticích vystupují měřené otáčky rotoru ($\omega_e = p_p \cdot \omega_r$) a funkce rušivých napětí Δv_{d6h} a Δv_{q6h} , které jsou závislé na elektrické poloze rotoru θ_e . Tyto veličiny (ω_e , Δv_{d6h} , Δv_{q6h}) vstupují do algoritmu jako parametr, proto musí být matice \mathbf{A}_z a \mathbf{B}_z v každém kroku algoritmu aktualizovány. Měřené otáčky ω_r považujeme za konstantní, vzhledem k předpokladu, že se rychlost otáčení rotoru mění pomalu vzhledem k elektrickým veličinám motoru. A funkce v_{d6h} a v_{q6h} jsou pro daný krok vždy předpočítány mimo vlastní KF algoritmus. V případě, že by otáčky rotoru nebo poloha nebyly měřeny, ale odhadovány, musela by být prováděna linearizace modelu v okolí pracovního bodu pro každý krok algoritmu. Také algoritmus Kalmanova filtru by musel být nahrazen jeho rozšířenou variantou pro odhad stavů nelineárního systému, který byl popsán v kapitole 4.2.

Kovarianční matice \mathbf{P}_k má rozměry 3×3 . Na počátku je inicializována jako diagonální, koeficienty hlavní diagonály jsou nastaveny na hodnotu 10^5 . Za předpokladu, že jsou šum měření $\mathbf{v}(k)$ a šum procesu $\mathbf{w}(k)$ vstupující do systému nekorelované, lze kovarianční matice \mathbf{R} a \mathbf{Q} zvolit jako diagonální a konstantní, díky tomu je snížen počet nastavovaných parametrů. Navíc, pokud jsou šumy proudů v $\alpha\beta$ - souřadnicích stejné, lze dosáhnout dalšího zjednodušení. Poté k nastavení kovariančních

matic \mathbf{Q} a \mathbf{R} postačí pouze znalost tří parametrů.

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 \\ 0 & q_{11} & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 \\ 0 & r_{11} \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

Výstupem z KF algoritmu je odhadované napětí \hat{v}_{dead} , které vstupuje do rovnice (5.29), kde je na základě jeho velikosti a polaritý naměřených fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} určeno výsledné kompenzační napětí v $\alpha\beta$ - souřadnicích.

$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{v}_{s\alpha} \\ \Delta\hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \hat{v}_{dead} \begin{bmatrix} \frac{2\text{sign}(i_{sa}) - \text{sign}(i_{sb}) - \text{sign}(i_{sc})}{3} \\ \frac{\sqrt{3}\text{sign}(i_{sb}) - \sqrt{3}\text{sign}(i_{sc})}{3} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Navrhovaný přístup kompenzace v $\alpha\beta$ - souřadnicích je výhodnější než přímá kompenzace v dq - souřadnicích dle vztahu (5.20), protože napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$ obsahují všechny požadované harmonické složky, nejen šestou harmonickou složku.

Detekce polaritý z odhadovaných proudů

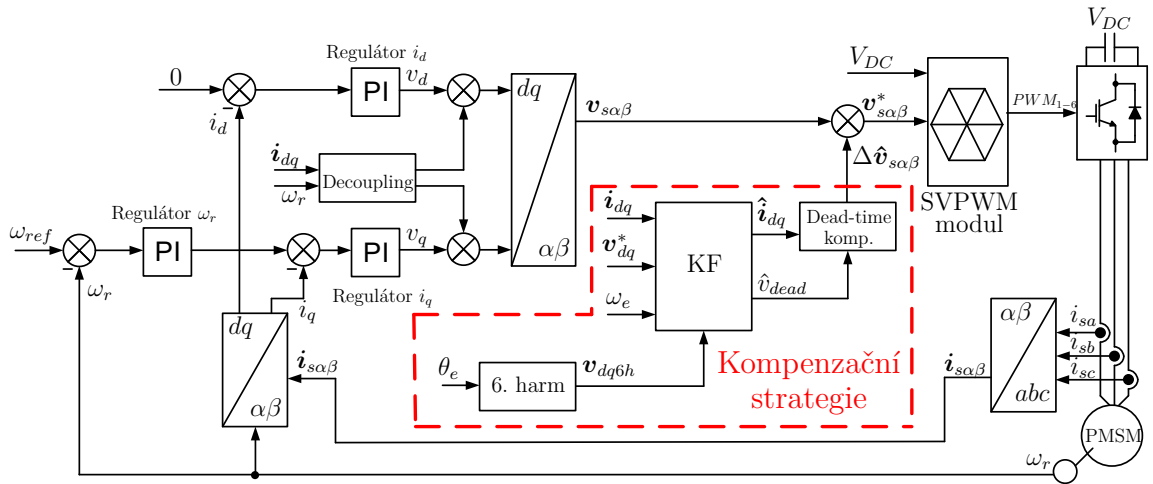
Další možností, jak zvýšit kvalitu kompenzace, je nahradit měřené proudy \mathbf{i}_{sabc} ve vztahu (5.29) jejich odhady $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}$. K tomu je využito odhadovaných proudů \hat{i}_d a \hat{i}_q , které se převedou pomocí zpětné transformace do abc - souřadného systému. Odhadované proudy $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}$ by měly být méně zatíženy šumem. Díky tomu je získán hladší průběh, což je velmi výhodné při detekci polaritý fázových proudů v oblasti kolem jejich průchodu nulovou hodnotou. Díky tomu je minimalizováno riziko chybné detekce polaritý a následné aplikace chybného kompenzačního napětí.

Upravený vztah pro výpočet kompenzačních napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$ s využitím odhadovaných proudů \hat{i}_d a \hat{i}_q je dán následovně.

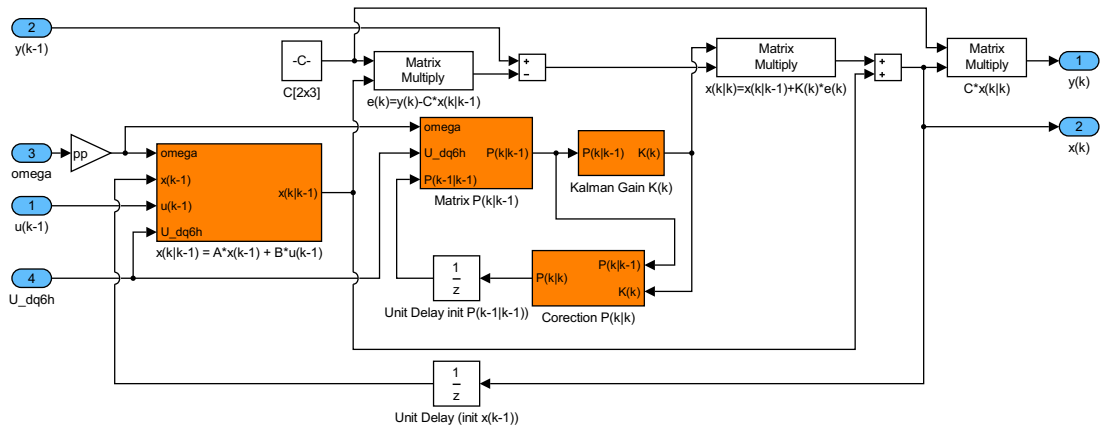
$$\begin{bmatrix} \Delta\hat{v}_{s\alpha} \\ \Delta\hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \hat{v}_{dead} \begin{bmatrix} \frac{2\text{sign}(\hat{i}_{sa}) - \text{sign}(\hat{i}_{sb}) - \text{sign}(\hat{i}_{sc})}{3} \\ \frac{\sqrt{3}\text{sign}(\hat{i}_{sb}) - \sqrt{3}\text{sign}(\hat{i}_{sc})}{3} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

5.3.3 Výsledky simulací

První krok při ověření kompenzační strategie proběhl v podobě simulačního experimentu v prostředí MATLAB/Simulink 2015b. Na Obr. 5.23 je uvedeno principiální blokové schéma vektorového řízení PMSM s implementovanou kompenzační strategií (vyznačeno červeným čerchovaným ohraničením). Algoritmus Kalmanova filtru byl nejprve realizován pomocí S-funkce typu jedna, která umožňuje rychlé a pohodlné ladění algoritmu. Po ověření správné funkce byl KF algoritmus převeden



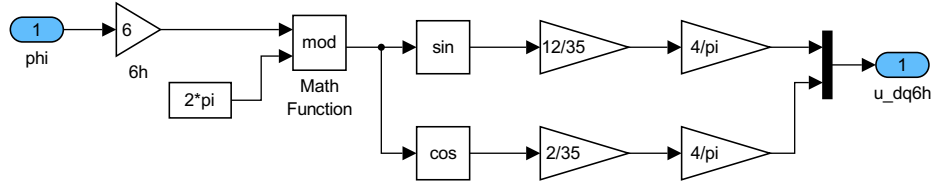
Obr. 5.23: Principiální blokové schéma vektorového řízení PMSM a kompenzace založené na KF.



Obr. 5.24: Simulinkové schéma algoritmu Kalmanova filtru.

do formy blokového diagramu, která je vhodná k automatickému generování kódu a implementaci do platformy dSPACE DS1103. Blokový diagram KF je uveden na Obr. 5.24 a na Obr. 5.25 je uvedeno schéma pro výpočet 6. harmonických složek. Parametry modelu PMSM a měniče použité v simulacích jsou stejné jako v předcházejících případech a lze je nalézt v Tab. 6.4 a v Tab. 6.3. KF algoritmus pracuje na stejné periodě vzorkování $T_s = 62,5 \mu\text{s}$ jako řídicí algoritmus.

Ověření navržené kompenzační strategie s KF proběhlo podobně jako v předchozí kapitole u pozorovatele napěťových rušení. V prvním průběhu na Obr. 5.26 je zachyceno zahájení odhadu napětí \hat{v}_{dead} v čase $t = 0,2 \text{ s}$ (čerchovaný průběh signálu *init*), který nastane po odeznění přechodového děje vyvolaného změnou žádané hodnoty otáček z 0 na 50 rad/s. Průběh amplitudy napětí \hat{v}_{dead} během několika kroků po zahájení odhadu začne konvergovat k ideální hodnotě napětí, následně kolem této



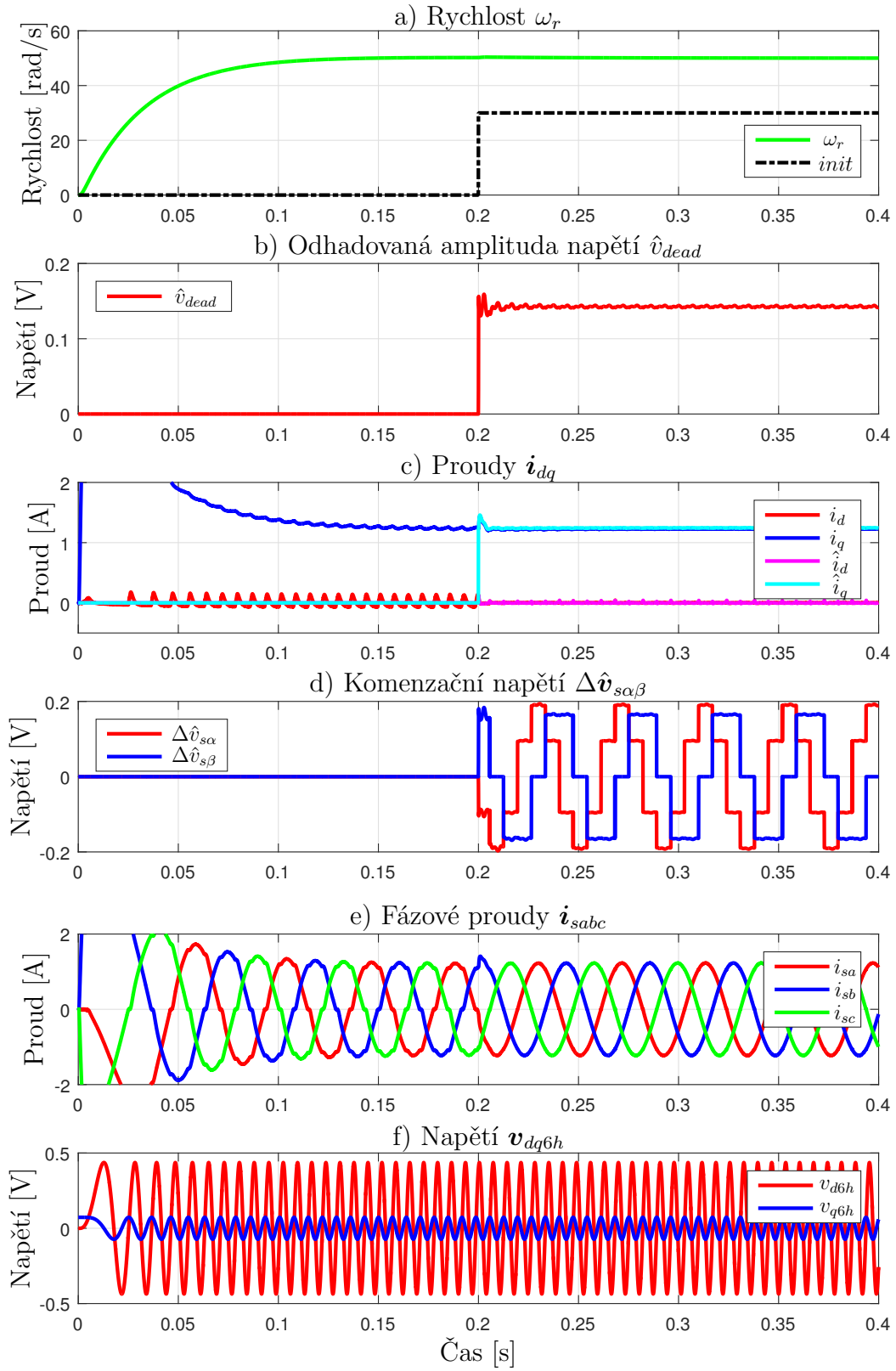
Obr. 5.25: Výpočet napětí v_{d6h} a v_{q6h} .

hodnoty lehce kmitá. Na dalším průběhu Obr. 5.26 d) jsou uvedeny kompenzační napětí $\Delta \hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta \hat{v}_{s\beta}$, která jsou v tomto případě vypočtena na základě odhadu \hat{v}_{dead} a polaritě měřených fázových proudů dle vztahu (5.29). První kroky aplikace kompenzačních napětí negativně neovlivní probíhající regulace otáček. Z preventivních důvodů je odhadované napětí \hat{v}_{dead} omezeno, aby se kmity během prvních kroků odhadu neprojevyly v kompenzačních napětích. Průběh předpočítaných 6. harmonických složek je uveden na Obr. 5.26 f). Na Obr. 5.26 c) jsou zobrazeny průběhy odhadovaných (\hat{i}_d , \hat{i}_q) a měřených (i_d , i_q) proudů v dq -souřadnicích a fázové proudy před a po kompenzaci jsou zobrazeny v průběhu e).

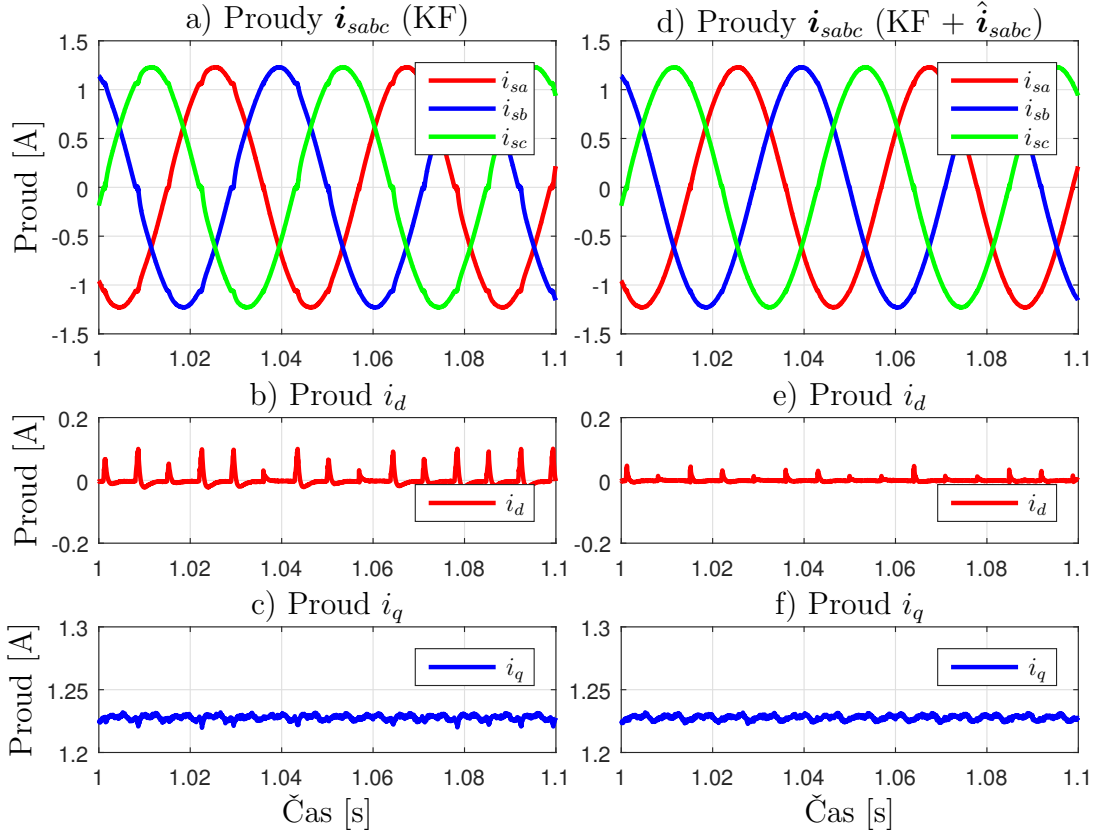
Detail průběhu fázových proudů i_{sabc} a proudů i_{dq} po kompenzaci je uveden na Obr. 5.27, výsledky jsou opět prezentovány v ustáleném stavu při otáčkách 50 rad/s a bez zatížení motoru. Průběhy v levé části Obr. 5.26 a)-c) jsou získány po aplikaci vztahu (5.29), ve kterém je k detekci polaritě využito měřených fázových proudů i_{sabc} . Lze si povšimnout přetrvávající deformace fázových proudů v oblasti jejich průchodu kolem nulové hodnoty, která je způsobena chybným určením polaritě v těchto bodech a následnou nepřesnou kompenzací, která se poté promítne i do d - a q -složky proudů. K chybné detekci polaritě může dojít například vlivem vysokofrekvenčního šumu.

Určení správné polaritě fázových proudů je pro tuto metodu kompenzace kritické, protože ovlivňuje hodnotu výsledných kompenzačních napětí $\Delta \hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta \hat{v}_{s\beta}$. S ohledem na tuto skutečnost byla kompenzační metoda s KF filtrací rozšířena dle vztahu (5.30) a byly využity odhadované proudy \hat{i}_d a \hat{i}_q . Výsledné průběhy jsou uvedeny na Obr. 5.26 d)-f). Nahrazení měřených proudů i_{dq} odhadovanými \hat{i}_{dq} při detekci polaritě mělo pozitivní vliv na potlačení deformace fázových proudů i_{sabc} i proudů v dq -osách. Identické zobrazení proudu a podrobný popis pro stav bez kompenzace, nebo pouze se základní kompenzací, lze pro srovnání nalézt v kapitole 5.1.

Na Obr. 5.28 jsou uvedena porovnání spekter a -fázového proudu a proudu v dq -osách pro stav bez kompenzace, standardní kompenzaci, kompenzací s KF a KF s detekcí polaritě z odhadovaných proudů \hat{i}_{dq} . Nejvýraznějšího potlačení lichých parazitních harmonických složek ve spektru a -fázového proudu a 6. a 12. parazitní harmonické složky ve spektrech dq -proudů dosahuje poslední jmenovaná metoda



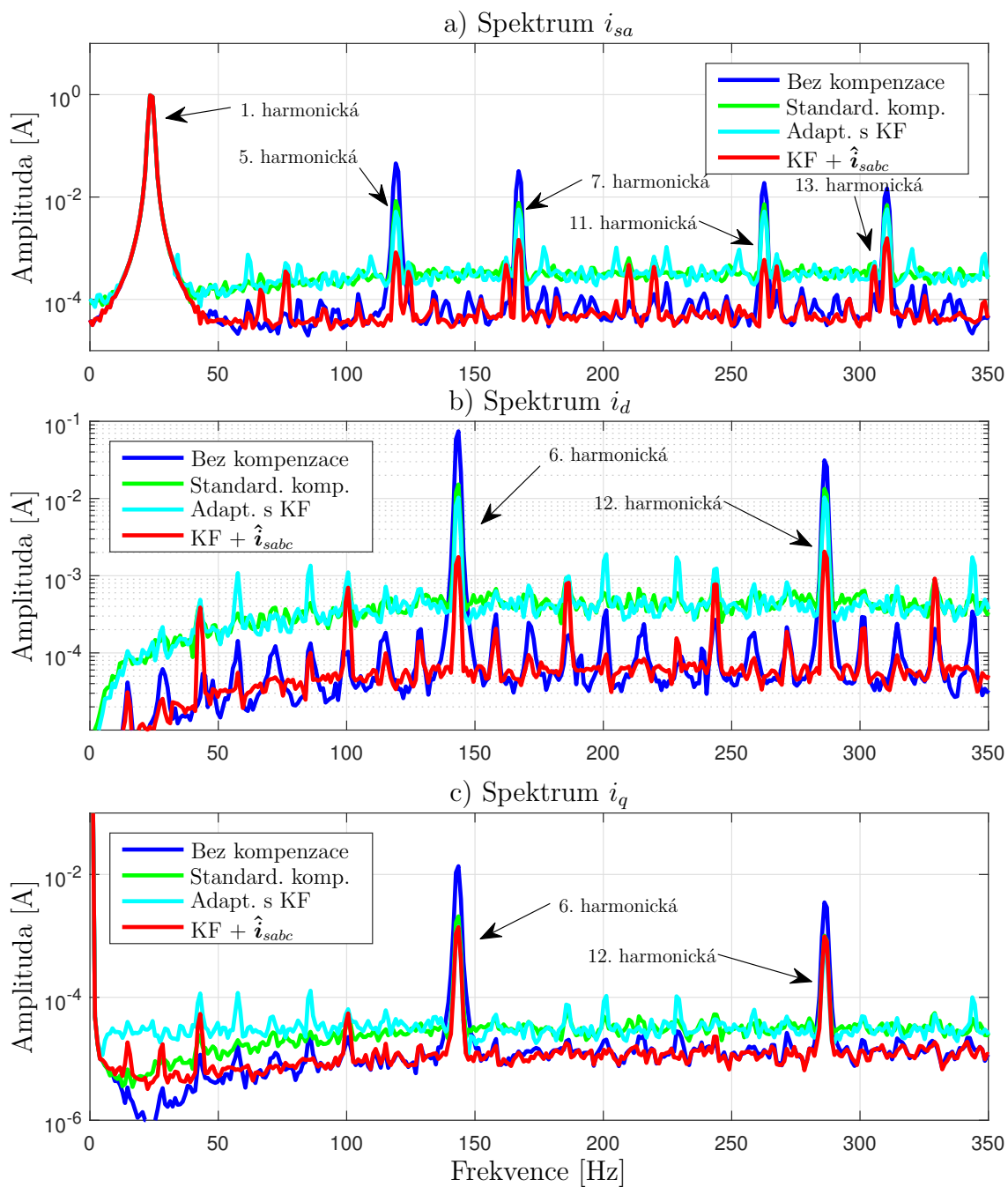
Obr. 5.26: Simulační výsledky po zahájení odhadu napětí \hat{v}_{dead} pomocí KF v čase $t = 0.2$ s.



Obr. 5.27: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq -osách (otáčky 50 rad/s). a)-c) Kompenzace pomocí KF. d)-f) Kompenzace pomocí KF s detekcí polaritu z \hat{i}_{sabc} .

KF + \hat{i}_{sbca} . Je možné si všimnout, že kompenzace s využitím KF dosahuje velmi podobných výsledků jako standardní kompenzace, protože pracují na stejném principu. Velikost kompenzačních napětí je dána v daném kroku napětovou konstantou (buď odhadované napětí \hat{v}_{dead} , nebo konstanta určená ze znalosti parametrů měniče dle vztahu (3.12)) a jeho polarita je určena z fázových proudů. Pokud jsou dostatečně přesně známy parametry měniče v daném pracovním bodě (případ provedené simulace), lze dosáhnout obdobných výsledků jako u adaptivní metody s KF bez odhadu proudů. Standardní kompenzační strategie dosahuje hodnoty indexu HD 1,56 % a adaptivní metoda s KF 1,12 %. Nejlepších výsledků v simulacích se podařilo dosáhnout adaptivní metodou KF s detekcí polaritu z odhadovaných proudů, index harmonického zkreslení HD se podařilo snížit až na 0,24 %. Srovnání s ostatními metodami kompenzace lze nalézt v přehledové Tab. 5.1.

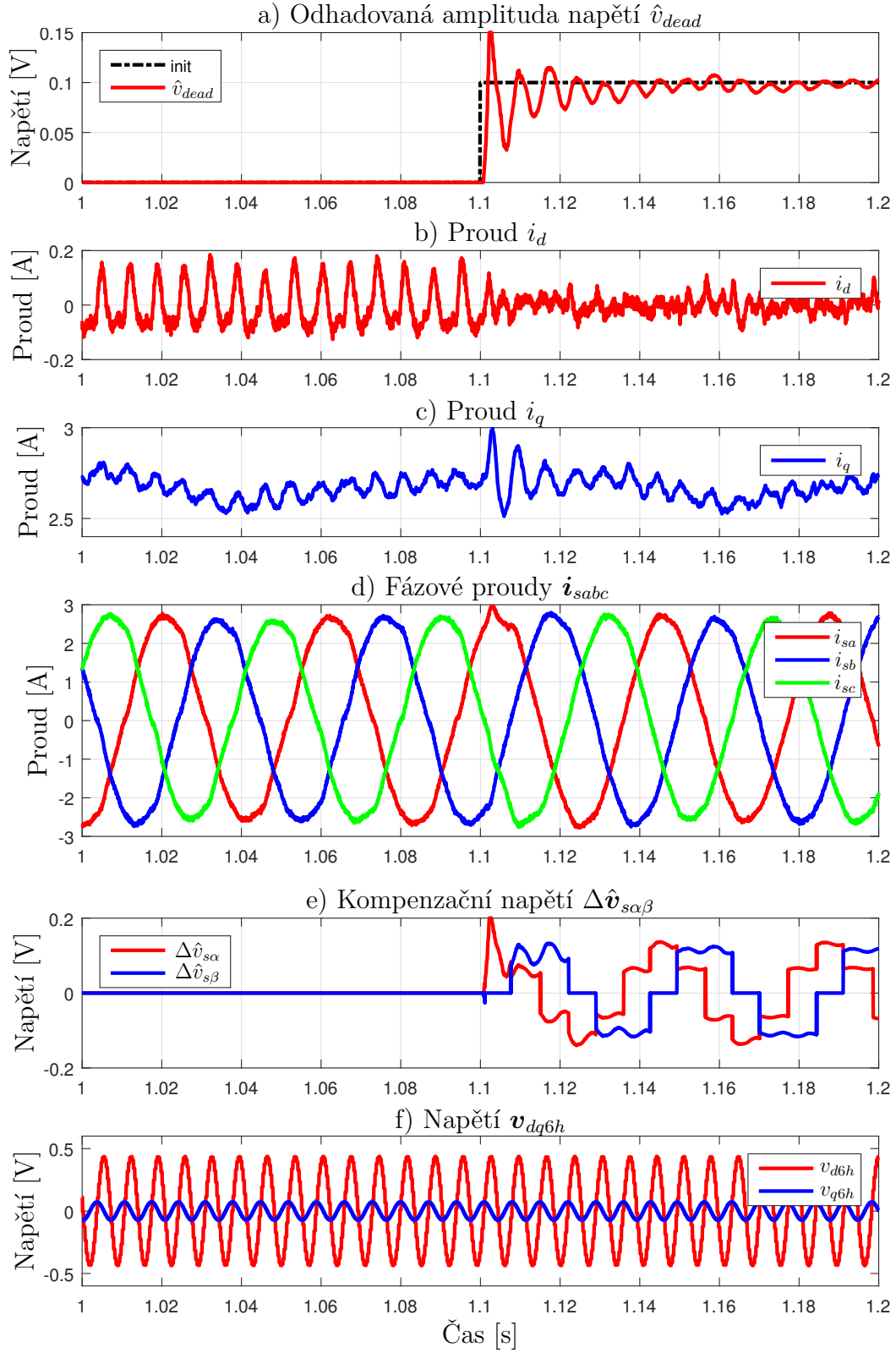
Jednou z možností, jak dosáhnout lepších výsledků pomocí navrhovaného přístupu při kompenzaci napětových úbytků, je potlačení kmitání odhadovaného napětí \hat{v}_{dead} , které je patrné z průběhu na Obr. 5.26 b). Kmitání \hat{v}_{dead} není vyvoláno tím, že by odhad nekonvergoval ke správné hodnotě, ale tím, že napětí v_{d6h} a v_{q6h} reprezen-



Obr. 5.28: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s) a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

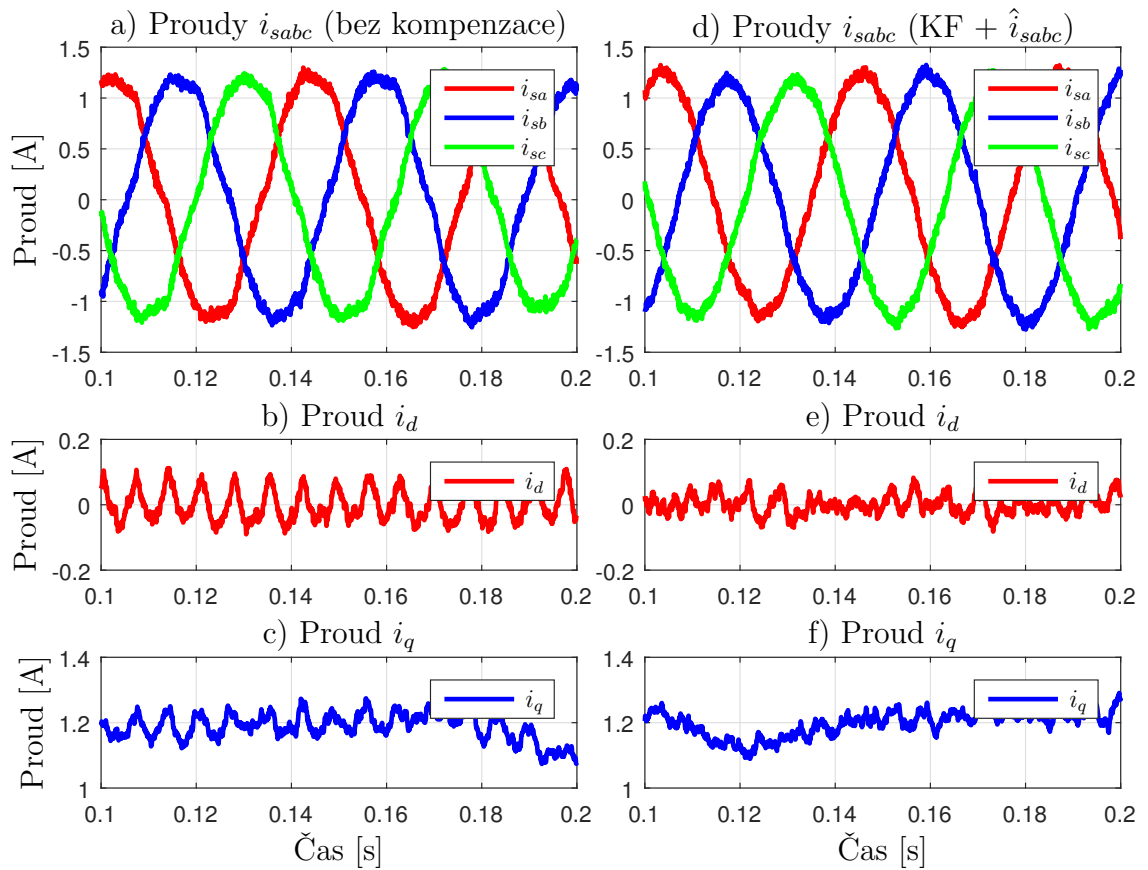
tují pouze 6. harmonickou složku a tudíž nemají přesně předpokládaný průběh, který se KF prostřednictvím odhadu \hat{v}_{dead} snaží kompenzovat. Ke zlepšení situace může vést přidání průběhu 12. harmonické složky do napětí v_{d6h} a v_{q6h} .

5.3.4 Výsledky experimentů

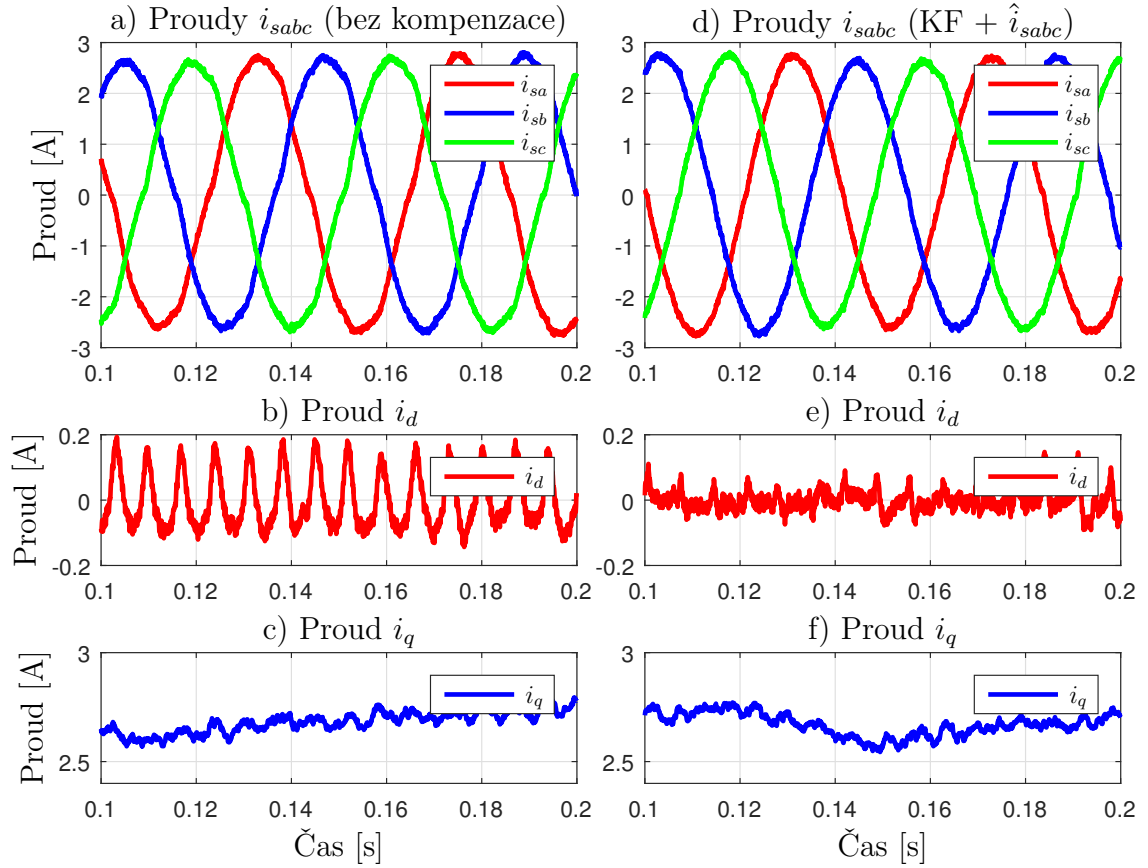


Obr. 5.29: Výsledky reálného experimentu, zahájení odhadu napětí \hat{v}_{dead} v čase $t = 1.1$ s (rychlost ω_r 50 rad/s, se zátěží).

Problémem při implementaci kompenzační strategie představuje především vysoká výpočetní náročnost KF algoritmu. Bohužel matice \mathbf{A} a \mathbf{B} nelze předem spočítat, protože do nich vstupují parametry, jako jsou měřené otáčky rotoru ω_r a napětí v_{d6h} a v_{q6h} . Tyto matice musejí být aktualizovány v každém kroku algoritmu a proto nelze předem spočítat ani matici \mathbf{K} Kalmanova zesílení. Algoritmus z blokového diagramu na Obr. 5.24 byl před implementací optimalizován, došlo k odstranění bloků počítajících transpozici a inverzi matic. V algoritmu KF se po úpravě objevují jen nutné základní operace jako maticové násobení, sčítání, odčítání a sestavení matice pomocí bloku *Reshape*. Výpočtu inverze matice se lze vyhnout implementací jiné varianty algoritmu KF, tzv. sekvenčního Kalmanova filtru [8]. Dále byl výpočet napětí v_{d6h} a v_{q6h} reprezentující průběh 6. harmonické složky nahrazen look-up tabulkou. Perioda vzorkování, na které je počítána kompenzační strategie, má opět stejnou hodnotu jako perioda PWM ($T_{PWM} = T_s = 62,5 \mu s$). Ověření kompenzační strategie proběhlo na reálném PMSM, který byl řízen platformou DS1103 za stejných podmínek jako v předcházejících kapitolách.

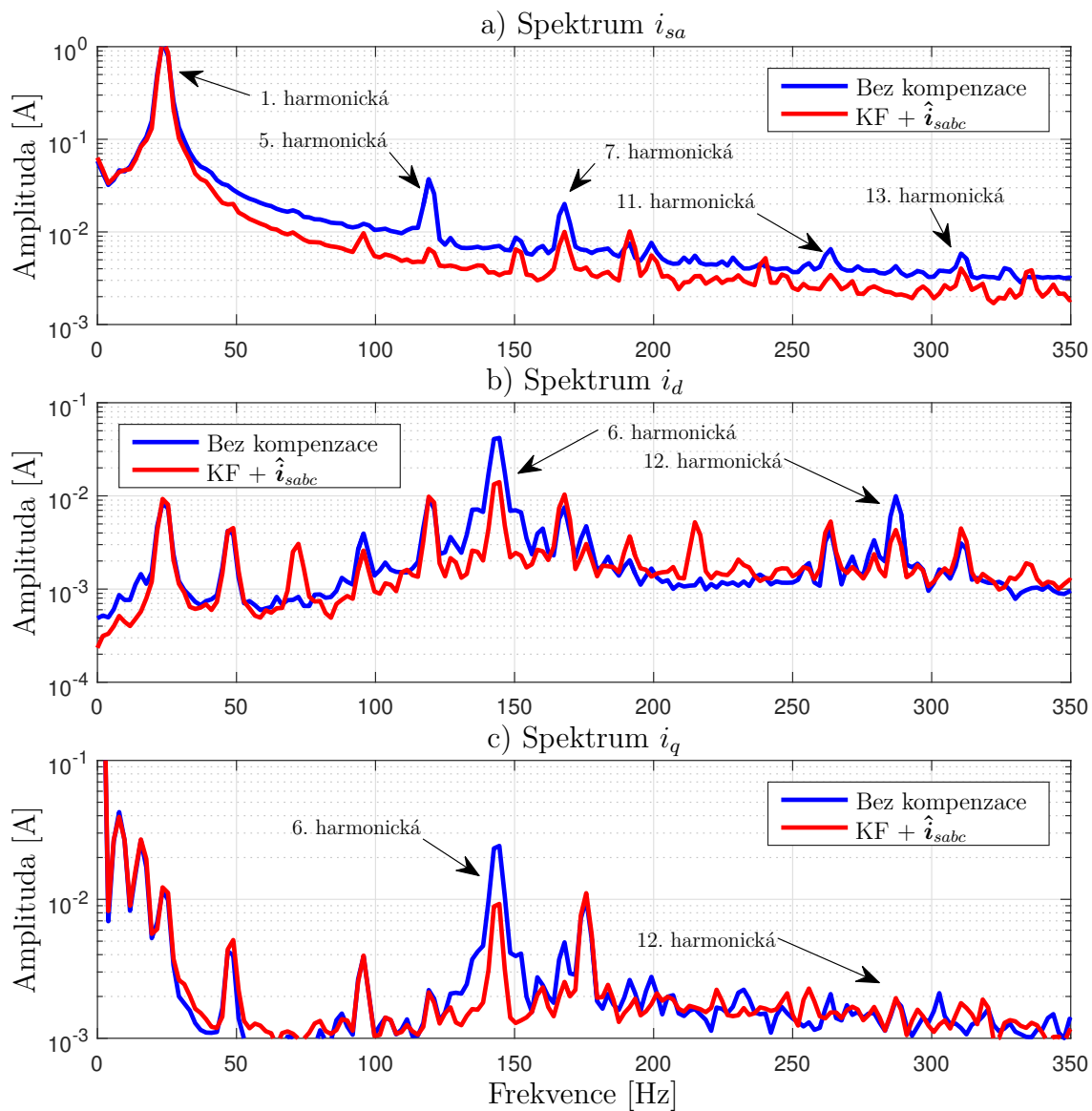


Obr. 5.30: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq -osách (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) bez kompenzace. d)-f) Kompenzace pomocí KF s detekcí polarity z \hat{i}_{sabc} .

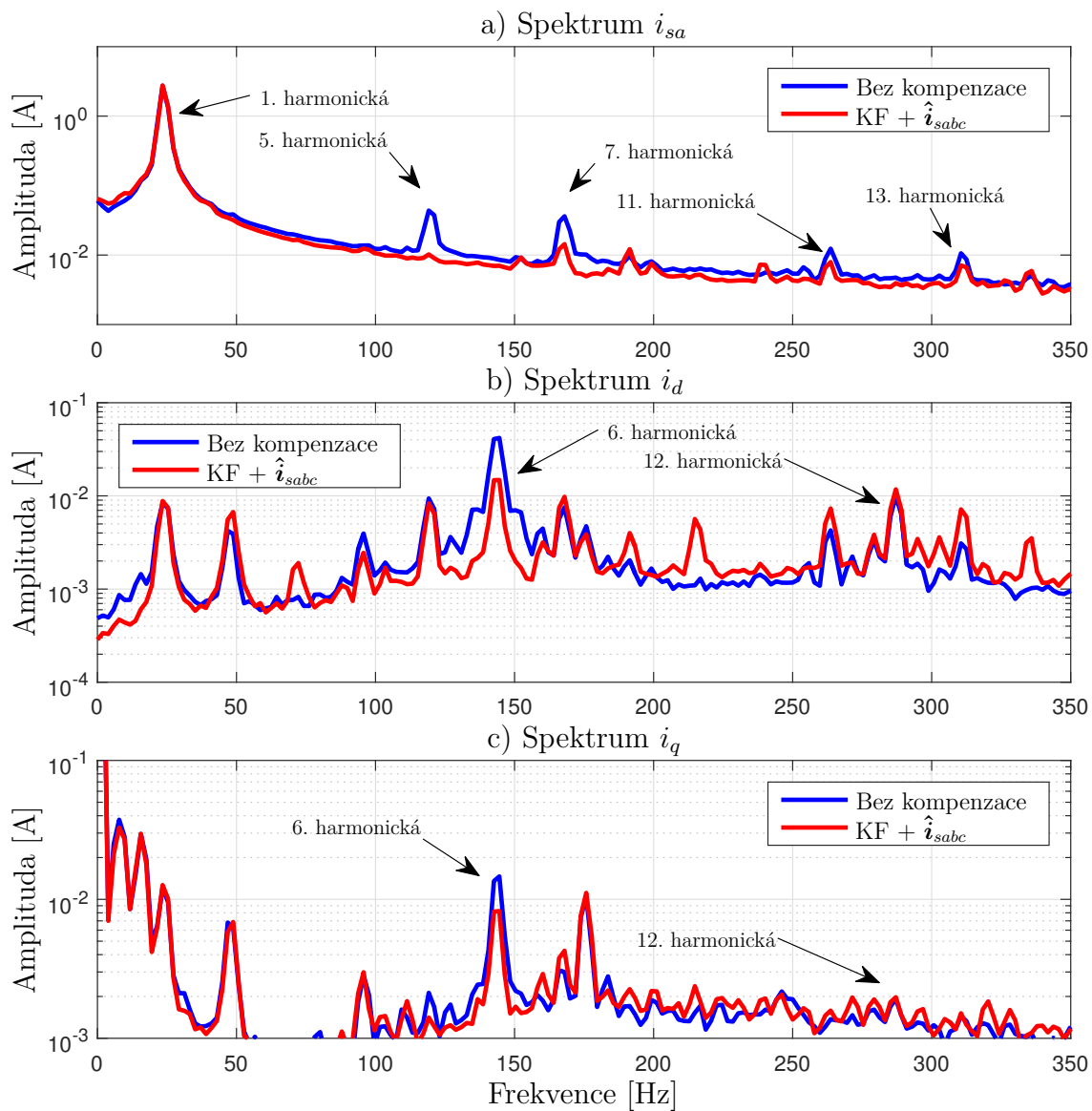


Obr. 5.31: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq -osách (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a)-c) bez kompenzace. d)-f) Kompenzace pomocí KF s detekcí polarit z \hat{i}_{sabc} .

Zahájení odhadu stavu napětí \hat{v}_{dead} je zachyceno v prvním průběhu na Obr. 5.29 a) po změně úrovně signálu *init* v čase $t = 1, 1$ s během ustáleného stavu (rychlost ω_r 50 rad/s, se zátěží). Předpočítaný průběh napěťových 6. harmonických složek \mathbf{v}_{dq6h} je zobrazen na Obr. 5.29 f), \mathbf{v}_{dq6h} spolu s odhadovanou amplitudou \hat{v}_{dead} představují v rámci modelu PMSM rušivá napětí. Průběh e) ukazuje výsledná kompenzační napětí $\Delta\hat{v}_{s\alpha}$ a $\Delta\hat{v}_{s\beta}$, která jsou vypočtena na základě odhadu napětí \hat{v}_{dead} a proudů \hat{i}_{dq} dle vztahu 5.30. Průběhy měřených fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq -osách během kompenzace jsou zobrazeny na Obr. 5.29 b)-d). Jejich detail před a po kompenzaci pro zatížený i nezatížený stav je uveden na Obr. 5.31 a Obr. 5.30. Kompenzační strategie výrazně potlačila liché parazitní harmonické složky a -fázového proudu, jak dokládá srovnání spekter z Obr. 5.32 a Obr. 5.33. Nejvýrazněji je potlačena dominantní 5. harmonická složka, což je reflektováno poklesem 6. harmonické složky proudů i_{dq} . Bylo dosaženo snížení hodnoty indexu HD oproti standardní kompenzační strategii pro nezatížený motor na hodnotu 1,09 % a pro zatížený motor na hodnotu 0,74 %, další údaje jsou uvedeny v souhrnných Tab. 5.2 a Tab. 5.3.



Obr. 5.32: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže).
a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.



Obr. 5.33: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, se zátěží).
a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

5.4 Adaptivní kompenzační strategie s pozorovatelem rušivých napětí

Výpočet napětí v_{dead} , které je uvedeno ve vztazích (3.1-3.12), lze považovat pouze za přibližnou aproximaci výrazně složitějších vztahů, které by vedly ke skutečným kompenzačním napětím. Dále se často při kompenzaci předpokládá, že hodnoty parametrů V_d , V_{sat} , t_{on} a t_{off} jsou konstantní (nebo jejich hodnoty mohou být uvedeny pomocí look-up tabulky [7, 13]). Tyto parametry se při reálném použití mění s pracovními podmínkami, především v závislosti na velikosti spínaných proudů. Z uvedených důvodů vyplývá, že je velice obtížné dosáhnout optimálního kompenzačního napětí pomocí off-line metody. Proto byla snaha řešit tento problém pomocí adaptivního přístupu, který by měl zajistit výrazně lepší výsledky než standardní off-line kompenzace. Prezentovaný přístup je rozdělen do dvou částí. V první adaptivní části je zavedena zpětná vazba v závislosti na velikosti harmonické deformace d - složky proudu. V druhé části je popsán jednoduchý pozorovatel založený na modelu PMSM motoru. Z uvedeného je zřejmé, že se opět jedná o kompenzační strategii vhodnou pro vektorové řízení PMSM. Ověření navrhovaného přístupu na reálném pohonu bylo publikováno ve člancích [65, 68].

5.4.1 Adaptivní část kompenzace

Harmonická analýza uvedená v kapitole 3.5 dokazuje, že rušivá napětí \mathbf{v}_{dq} v rotorovém souřadnicovém systému jsou funkcí elektrické polohy rotoru θ_e a jejich amplitudu lze ovlivnit jedním parametrem v_{dead} . Tento parametr také udává velikost kompenzačních napětí v abc - souřadnicovém systému dle vztahu (3.13). Proto bude v navrhované adaptivní části parametr v_{dead} odhadován. Předpokladem pro odhad parametru v_{dead} je ustálený stav systému.

Nejprve je nutné vypočítat velikost kritéria C_{id} . Předpokládá se, že d - složka proudu by měla být v ideálním případě v ustáleném stavu nulová. (Navrhovaný algoritmus kompenzace je vytvořený speciálně pro vektorové řízení, v němž je d - složka proudu obvykle řízena do nuly. Při návrhu metody nebyly uvažovány algoritmy umožňující odbuzování motoru, ale i v tomto případě lze navrhovanou metodu po jednoduché úpravě použít.) V reálném případě nulová nebude, projeví se v ní zvlnění způsobené přítomností parazitních harmonických složek fázových proudů s dominantní šestou harmonickou složkou. Perioda zvlnění T_{id6} odpovídá jedné šestině periody T_{isabc} fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} . Proto je vhodné kritérium C_{id} definováno jako součet odchylek proudu i_d od žádané hodnoty mezi dvěma průchody fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} nulovou hodnotou. Detail průběhu proudu i_d mezi dvěma nulovými průchody je

uveden na Obr. 5.37. Při návrhu kompenzační strategie byly vyzkoušeny různé způsoby výpočtu kritéria C_{id}^{1-3} , jako je suma absolutních hodnot, nebo součet kvadrátů odchylek proudu i_d . Nakonec bylo zvoleno kvadratické kritérium C_{id}^3 (5.33), protože přikládá větší váhu největším odchylkám proudu i_d od žádané hodnoty. Toto kritérium bude dále v odvození značeno symbolem C_{id} bez horního indexu. Pomocné váhy w_k ve vztazích (5.31-5.33) sloužily k normalizaci výsledného kritéria na řádově stejné hodnoty.

$$C_{id}^1 = \sum_{k=1}^N i_d(k) w_1 \quad (5.31)$$

$$C_{id}^2 = \sum_{k=1}^N |i_d(k)| w_2 \quad (5.32)$$

$$C_{id}^3 = \sum_{k=1}^N i_d^2(k) w_3 \quad (5.33)$$

Při výpočtu kritéria není potřeba řešit záporné odchylky, jelikož jejich kvadrát je kladné číslo, také výsledná velikost kritéria C_{id} je vždy kladná. Následně je nutné určit znaménko kritéria C_{id} . Nejprve jsou určeny velikosti a souřadnice minima (i_{dmin} , $index_{min}$) a maxima (i_{dmax} , $index_{max}$) proudu i_d během periody T_{id6} , poté je možné určit jeho směrnici k_{slope} . Polarita výsledného kritéria $C_{id,sign}$ je určena ze znaménka směrnice k_{slope} .

$$k_{slope} = \frac{i_{dmin} - i_{dmax}}{index_{min} - index_{max}} \quad (5.34)$$

$$C_{id,sign} = \text{sign}(k_{slope}) \cdot C_{id} \quad (5.35)$$

$$\text{sign}(k_{slope}) = \begin{cases} 1, & k_{slope} > 0 \\ 0, & k_{slope} = 0 \\ -1, & k_{slope} < 0 \end{cases} \quad (5.36)$$

kde funkce $\text{sign}()$ udává znaménkovou funkci. Následně je nutné kritérium minimalizovat. Za tímto účelem je použit proporcionálně-integrační (PI) regulátor, do nějž vstupuje záporně vzaté výsledné kritérium $C_{id,sign}$ jako odchylka. Výstupní akční zásah regulátoru odpovídá kompenzačnímu napětí \hat{v}_{dead} .

$$\hat{v}_{dead} = k_p \left(1 + k_i \frac{1}{1 - z^{-1}} \right) \cdot (-C_{id,sign}) \quad (5.37)$$

kde k_p a k_i udávají zesílení proporcionální a integrační složky diskrétního PI regulátoru. Výsledná kompenzační napětí v $\alpha\beta$ - souřadnicovém systému jsou získána

dosazením odhadovaného napětí \hat{v}_{dead} do rovnice (5.38).

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{d,s\alpha} \\ \hat{v}_{d,s\beta} \end{bmatrix} = \hat{v}_{dead} \begin{bmatrix} \frac{2\text{sign}(i_{sa}) - \text{sign}(i_{sb}) - \text{sign}(i_{sc})}{3} \\ \frac{\sqrt{3}\text{sign}(i_{sb}) - \sqrt{3}\text{sign}(i_{ss})}{3} \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

Výhodou této metody je zavedení zpětné vazby přes harmonické zvlnění v d -složce proudu, které dává informaci o velikosti napětového zkreslení efektem mrtvých časů a ostatními nelinearitami měniče. Nevýhodou popsaného přístupu je závislost výsledných kompenzačních napětí na přesné detekci polaritý fázových proudů i_{sabc} , což může být problematické v oblasti průchodu fázových proudů nulovou hodnotou. Chybná detekce polaritý fázového proudu vyvolá chybnou kompenzaci. Tato metoda má i další omezení. Nemůže být použita, pokud je odstup signálu měřených fázových proudů i_{sabc} od šumu příliš nízký. V tomto případě nelze přesně určit čas, ve kterém došlo k průchodu fázového proudu nulovou hodnotou (detekce falešných průchodů) a následně definovat délku periody T_{id6} , po kterou je kritérium C_{id} počítáno.

5.4.2 Pozorovatel napětového rušení (model PMSM s indukčností L_s)

Pozorovatel napětového rušení je založen na dynamickém modelu PMSM v $\alpha\beta$ -souřadnicovém systému za předpokladu, že se velikosti příčné a podélné indukčnosti rovnají ($L_d = L_q = L_s$) [38]. Model zahrnuje předpokládaná chybová napětí $v_{dis,s\alpha}$ a $v_{dis,s\beta}$, a může být definován následovně.

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dis,s\alpha} \\ v_{dis,s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

kde $v_{\alpha s}^*$ a $v_{\beta s}^*$ reprezentují referenční napětí, $i_{s\alpha}$ a $i_{s\beta}$ udávají statorové proudy, ω_e je elektrická úhlová rychlost, θ_e udává elektrickou pozici rotoru a λ_m je konstanta EMF. R_s a L_s reprezentuje statorový odpor a indukčnost. Symbol p představuje operátor derivace. Proměnné $v_{dis,s\alpha}$ a $v_{dis,s\beta}$ představují rušivá napětí. Předpokládá se, že průběhy elektromotorických napětí $v_{emf\alpha\beta}$ jsou čistě sinusové bez ohledu na rušivé napětí.

$$\begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

Model z rovnice (5.39) může být převeden do diskrétní podoby pomocí Eulerovy metody za předpokladu dostatečně krátké periody vzorkování T_s , díky tomu ob-

držíme diferenční rovnici (5.41).

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_s} \\ R_s i_{s\beta} + L_s \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dis,s\alpha} \\ v_{dis,s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

Operátor Δ představuje přírůstek proměnné za jednu vzorkovací periodu T_s . Následně lze z rovnice (5.41) pomocí substituce vyjádřit přírůstky napětí $\Delta v_{\lambda,s\alpha}$ a $\Delta v_{\lambda,s\beta}$, které vznikají od statorových proměnných.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (v_{s\alpha}^* - R_s i_{s\alpha})T_s - L_s \Delta i_{s\alpha} \\ (v_{s\beta}^* - R_s i_{s\beta})T_s - L_s \Delta i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

Zpětným dosazením přírůstků $\Delta v_{\lambda,s\alpha}$ a $\Delta v_{\lambda,s\beta}$ do diferenční rovnice (5.41) a jejich následným převedením na levou stranu, můžeme získat rovnici (5.43). Ze které mohou být vyjádřena celková rušivá napětí $v_{dis,s\alpha}$ a $v_{dis,s\beta}$, která v tomto případě přímo odpovídají odhadovaným kompenzačním napětím $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$ pozorovatele z rovnice (5.44).

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (v_{emf\alpha} + v_{dis,s\alpha})T_s \\ (v_{emf\beta} + v_{dis,s\beta})T_s \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_{s\alpha} \\ \hat{f}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dis,s\alpha} \\ v_{dis,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

V ideálním případě by byla odhadovaná napětí $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$ rovna nule. Ale v reálném případě jsou měřené proudy i_{sabc} ovlivněny nelinearitami měniče a nesou v sobě informaci o velikosti napěťové chyby, která se projeví při porovnání velikostí zpětně indukovaného napětí a napětí od statorové části v rovnici (5.44). Tato napěťová chyba je potlačena, když jsou odhadovaná napětí $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$ pomocí dopředné vazby přičtena k výstupním napětím z proudových regulátorů v $\alpha\beta$ - souřadnicích.

Přednost tohoto řešení spočívá v možnosti odhadovat kompenzační napětí jen na základě měřených proudů, otáček a znalosti parametrů motoru bez nutnosti použít nastavitelné parametry. Z toho také vyplývá, že přesnost odhadu kompenzačních napětí je závislá na znalosti parametrů modelu a věrohodnosti samotného modelu PMSM. Bez dostatečně přesné znalosti parametrů mohou odhady divergovat a následně negativně ovlivnit celý algoritmus řízení motoru (odhadovaná napětí jsou nejvíce náchylná na chybu konstanty λ_m EMF napětí).

5.4.3 Pozorovatel napěťového rušení (model PMSM s indukčnostmi L_d a L_q)

S předpokladem získání lepších výsledků bude v následující kapitole použit při odvození pozorovatele napěťového rušení podrobnější model PMSM, který uvažuje

různé velikosti podélné L_d a příčné L_q indukčnosti. Model bude vycházet z napětových rovnic v rotorových dq - souřadnicích.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d p & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_m \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

kde u_d , u_q a i_d , i_q jsou napětí a proudy v dq - souřadnicích. Další symboly mají stejný význam jako v předcházející kapitole. Poté je rovnice (5.45) modelu PMSM převedena do $\alpha\beta$ - souřadnicového systému. Nejprve jsou pomocí inverzní Parkovy transformace převedeny napětové rovnice (5.46) a pak jsou do rovnice dosazeny statorové proudy zapsané v rotorových souřadnicích 5.47.

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (5.46)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

Po matematických úpravách a zahrnutí předpokládaných chybových napětí $v_{dis,s\alpha}$ a $v_{dis,s\beta}$ obdržíme popis modelu v analogickém tvaru k (5.39), ze kterého se vycházelo při odvozování pozorovatele v předcházející kapitole.

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \mathbf{A}_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{dis,s\alpha} \\ V_{dis,s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.48)$$

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} R_s - 2\omega_e L_{\alpha\beta} + L_{\alpha} p & \omega_e (L_{\alpha} - L_{\beta}) + L_{\alpha\beta} p \\ \omega_e (L_{\alpha} - L_{\beta}) + L_{\alpha\beta} p & R_s - 2\omega_s L_{\alpha\beta} + L_{\beta} p \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

kde L_{α} , L_{β} a $L_{\alpha\beta}$ jsou indukčnosti, které mohou být získány pomocí následujících rovnic.

$$\begin{aligned} L_{\alpha} &= L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) \\ L_{\beta} &= L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) \\ L_{\alpha\beta} &= L_1 \sin(2\theta_e) \\ L_0 &= (L_d + L_q)/2 \\ L_1 &= (L_d - L_q)/2 \end{aligned} \quad (5.50)$$

Dále se při odvození pozorovatele rušivých napětí postupuje analogicky jako v předcházející kapitole. Model z rovnice (5.48) můžeme převést do diskrétní podoby pomocí Eulerovy aproximace. Operátor Δ představuje přírůstek proměnné za jednu vzorkovací periodu T_s .

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_1 i_{s\alpha} + L_{\alpha} \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_s} + \delta_2 i_{s\beta} + L_{\alpha\beta} \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_s} \\ \delta_2 i_{s\alpha} + L_{\alpha\beta} \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_s} + \delta_1 i_{s\beta} + L_{\beta} \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{dis,s\alpha} \\ V_{dis,s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

$$\delta_1 = R_s - 2\omega_s L_{\alpha\beta} \quad (5.52)$$

$$\delta_2 = \omega_s(L_\alpha - L_\beta) \quad (5.53)$$

Poté lze přírůstky napětí od statorových proměnných z rovnice (5.51) vyjádřit pomocí substituce následovně.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (v_{s\alpha}^* - \delta_1 i_{s\alpha} + \delta_2 i_{s\beta})T_s - L_\alpha \Delta i_{s\alpha} - L_{\alpha\beta} \Delta i_{s\beta} \\ (v_{s\beta}^* - \delta_2 i_{s\alpha} + \delta_1 i_{s\beta})T_s - L_\beta \Delta i_{s\beta} - L_{\alpha\beta} \Delta i_{s\alpha} \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

Zpětným dosazením přírůstků $\Delta v_{\lambda,s\alpha}$ a $\Delta v_{\lambda,s\beta}$ do rovnice (5.51) a následnou úpravou lze získat rovnici (5.55), z které lze odvodit výsledné rovnice pozorovatele (5.56) a vyjádřit vztah pro výpočet rušivých napětí $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (v_{emf\alpha} + v_{dis,s\alpha})T_s \\ (v_{emf\beta} + v_{dis,s\beta})T_s \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_{s\alpha} \\ \hat{f}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dis,s\alpha} \\ v_{dis,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

Výsledná rovnice pozorovatele (5.56) byla upravena do stejného tvaru jako rovnice pozorovatele (5.44) z předešlé kapitoly, liší se jen výpočtem přírůstků napětí $\Delta v_{\lambda,s\alpha}$ a $\Delta v_{\lambda,s\beta}$.

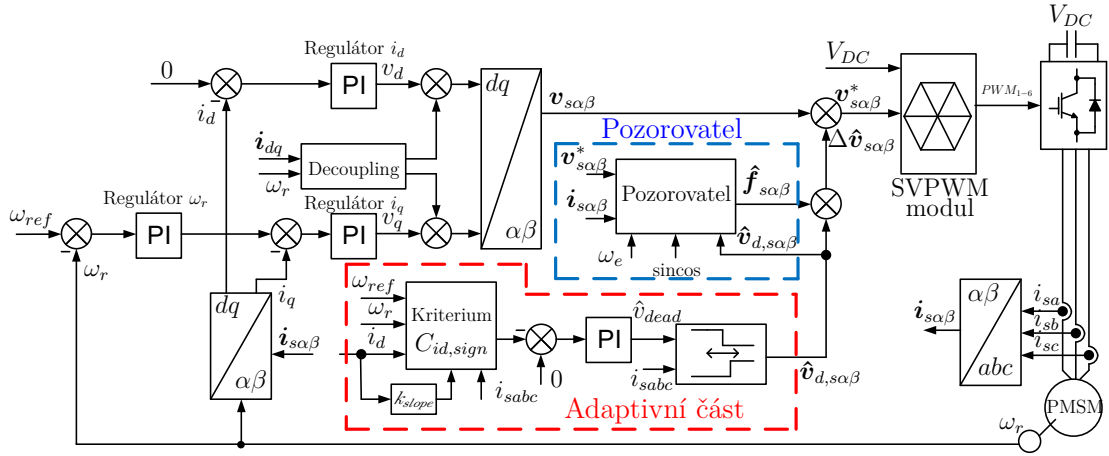
5.4.4 Kombinace adaptivní části a pozorovatele napěťového rušení

V této části bude popsán výsledný koncept kompenzační strategie, která kombinuje adaptivní přístup se zpětnou vazbou s dopřednou vazbou od pozorovatele rušivých napětí a tím kombinuje i výhody obou přístupů. Před sloučením obou přístupů je potřeba upravit popis výsledného napěťového rušení (5.57), které bude složeno z napěťových příspěvků od obou částí kompenzace.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{dis,s\alpha} \\ \hat{v}_{dis,s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{d,s\alpha} \\ \hat{v}_{d,s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{f}_{s\alpha} \\ \hat{f}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.57)$$

Tím jsou změněny i výsledné rovnice (5.44) a (5.56) obou odvozených pozorovatelů. Nyní do algoritmu pozorovatele vstupují i odhady kompenzačních napětí $\hat{v}_{d,s\alpha}$ a $\hat{v}_{d,s\beta}$ stanovených adaptivní metodou, které jsou odečteny od předpokládaného celkového rušivého napětí. Výsledný tvar rovnice pro oba pozorovatele bude vypadat následovně.

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_{s\alpha} \\ \hat{f}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{emf\alpha} \\ v_{emf\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \Delta v_{\lambda,s\alpha} \\ \Delta v_{\lambda,s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{v}_{d,s\alpha} \\ \hat{v}_{d,s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.58)$$



Obr. 5.34: Principiální blokové schéma PMSM s kombinací adaptivní části a pozorovatelem napětového rušení.

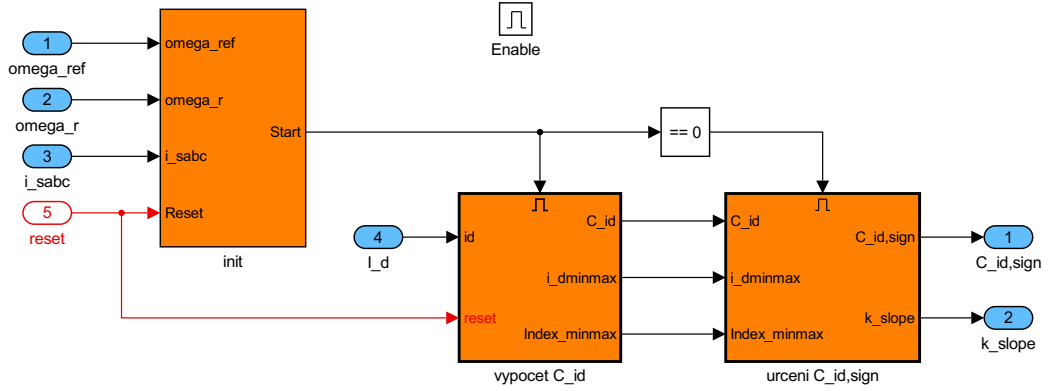
Výstupem pozorovatele jsou poté jen odhady zbytkových rušivých napětí $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$, které by měly být v ideálním případě nulové, protože deformace výstupního napětí měniče by měly být potlačovány adaptivní částí kompenzace. Ale, ve skutečném případě nebude odhad napětí $\hat{v}_{d,s\alpha}$ a $\hat{v}_{d,s\beta}$ a ani detekce polaritý fázových proudů i_{sabc} nikdy naprosto přesná. Z toho plyne, že chyba odhadů rušivých napětí $\hat{v}_{d,s\alpha}$ a $\hat{v}_{d,s\beta}$ z rovnice (5.38) by měla korespondovat s odhady zbytkových rušivých napětí $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$ získaných pomocí pozorovatele.

Výsledná příkazová napětí $v_{s\alpha\beta}^*$ jsou dána součtem napětových příspěvků od obou částí kompenzační strategie s napětími, která jsou generována proudovými regulátory po přepočtu do $\alpha\beta$ - souřadnicového systému.

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{v}_{d,s\alpha} \\ \hat{v}_{d,s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{f}_{s\alpha} \\ \hat{f}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

5.4.5 Výsledky simulací

V této kapitole budou uvedeny dílčí výsledky simulačního ověření jednotlivých částí kompenzační strategie a konečné výsledky po sloučení obou popsanych přístupů. Blokový diagram modelovacího schématu vektorového řízení PMSM s popsanými částmi kompenzace je uveden na Obr. 5.34. Při ověření bude postupováno stejným způsobem a za stejných podmínek jako v předcházejících kapitolách. Parametry PMSM a měniče použité v simulacích jsou uvedeny v Tab. 6.4 a v Tab. 6.3.



Obr. 5.35: Blokové schéma adaptivní části kompenzace v prostředí Simulink.

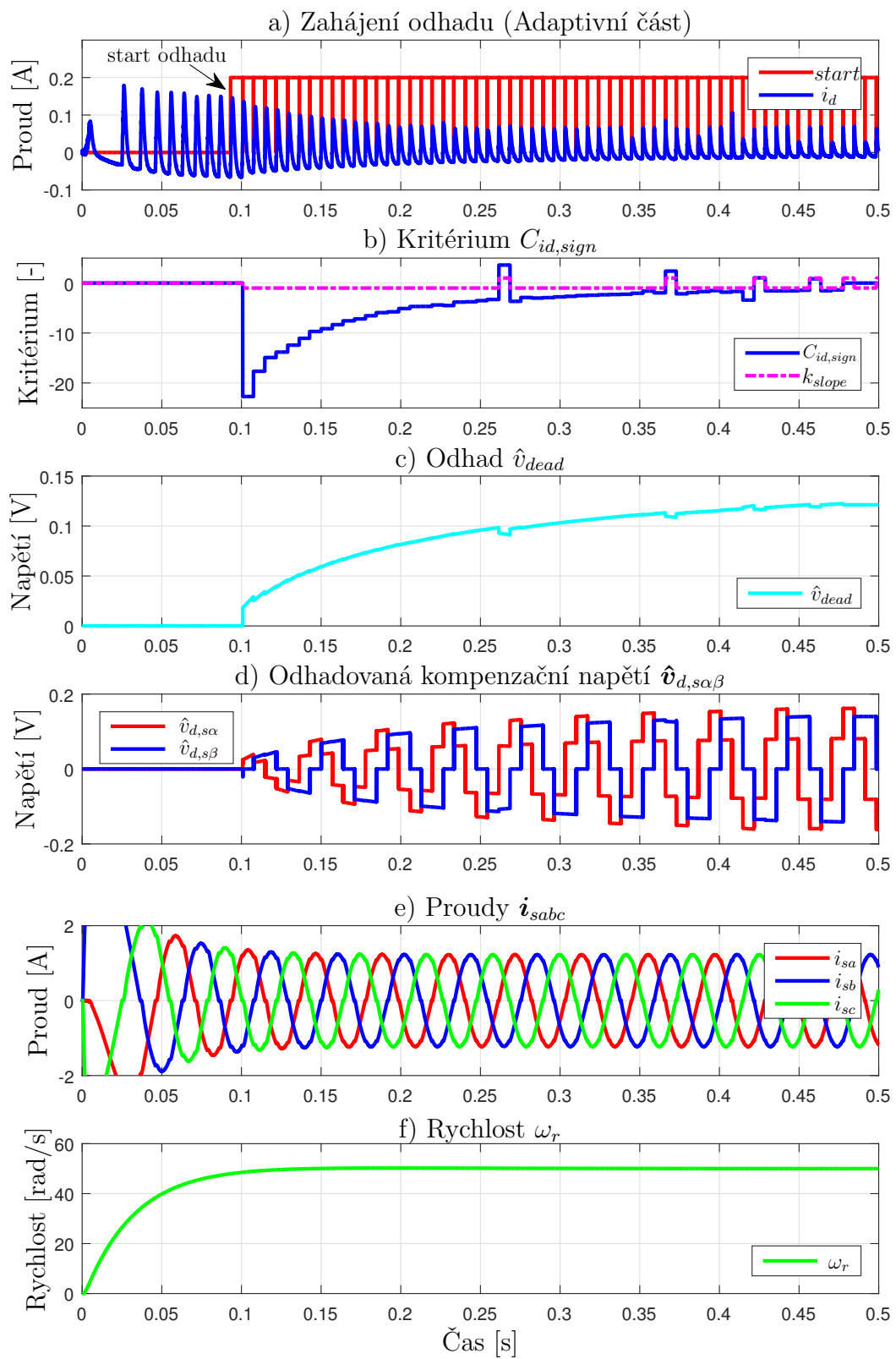
Validace adaptivní části

Algoritmus pro výpočet kritéria $C_{id,sign}$ byl v první fázi realizován pomocí S -funkce typu jedna. Následně byl, po ověření jeho funkce a volbě metody výpočtu samotného kritéria C_{id} , převeden do formy blokového diagramu, která je vhodná pro automatické generování kódu. Blokové schéma je uvedeno na Obr. 5.35.

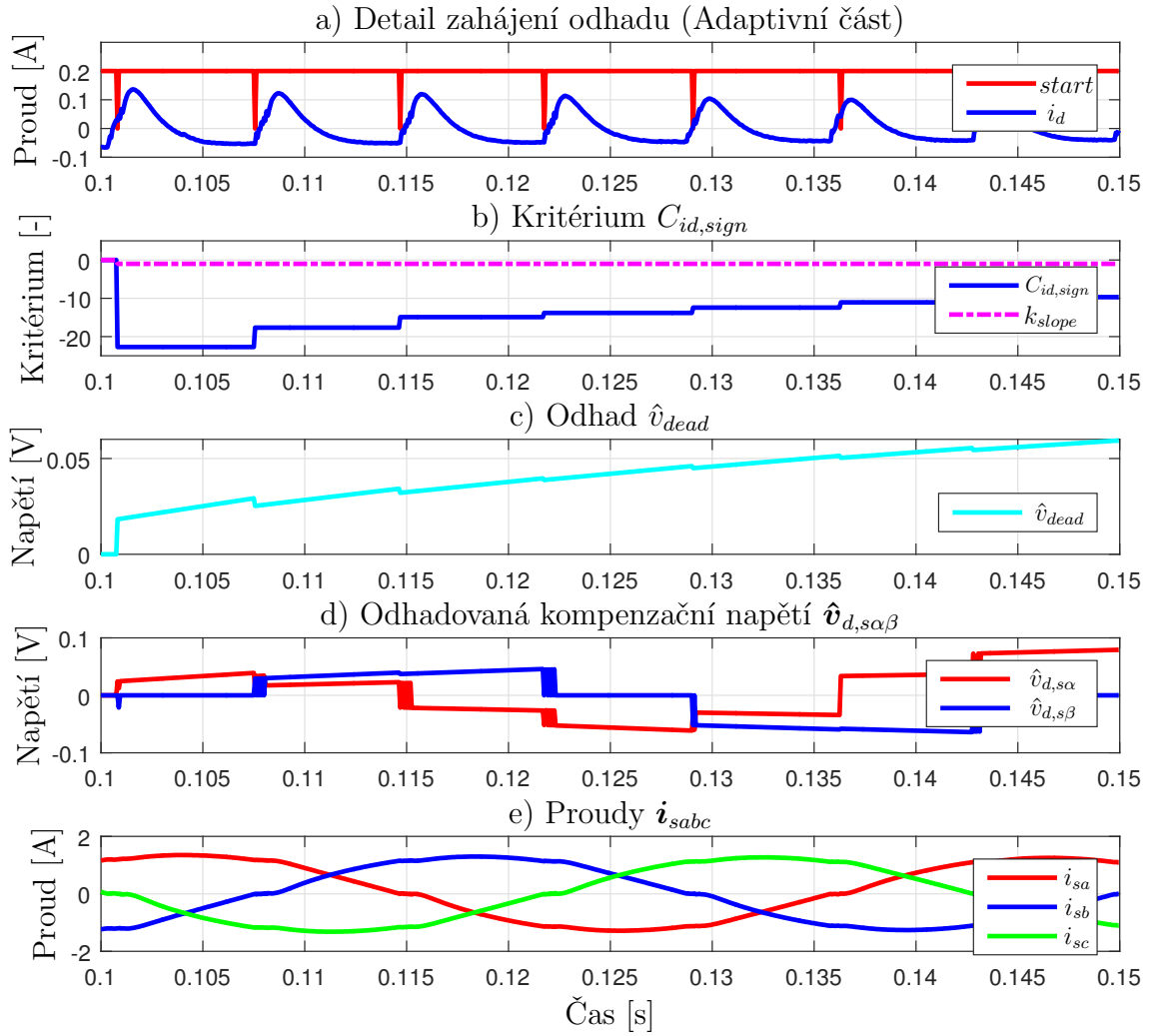
Předpokladem pro zahájení odhadu napěťové konstanty \hat{v}_{dead} kompenzačních napětí je dosažení ustáleného stavu systému. Toho je dosaženo, když se naměřené otáčky rotoru neodchylují od referenční hodnoty dle následující podmínky.

$$|\omega_r - \omega_{ref}| \leq 0,05 |\omega_{ref}| \quad (5.60)$$

Zahájení a průběh odhadu napěťové konstanty \hat{v}_{dead} , kompenzačních napětí $\hat{v}_{d,s\alpha\beta}$ a průběh dalších souvisejících veličin je zachycen na Obr. 5.36. Výpočet kritéria $C_{id,sign}$ je zahájen v čase $t \doteq 0,1$ s, když je splněna podmínka (5.60) a proud a - fáze prošel přes nulovou hodnotu v libovolném směru. Na Obr. 5.36 a) je zobrazen průběh d - složky proudu a průběh pulsů ($start$), které indikují průchod fázových proudů i_{sabc} přes nulovou hodnotou. Velikost kritéria C_{id} je vždy počítána mezi dvěma pulsy. Časový vývoj kritéria $C_{id,sign}$ již s určenou polaritou je uveden v Obr. 5.36 b) spolu s průběhem znaménka směrnice k_{slope} . Velikost kritéria je postupně minimalizována diskrétním PI regulátorem, jehož výstupem je napěťová konstanta \hat{v}_{dead} , ze které jsou následně vypočteny kompenzační napětí $\hat{v}_{d,s\alpha}$ a $\hat{v}_{d,s\beta}$, jejichž průběh je zobrazen na Obr. 5.36 d). Rychlost odhadu \hat{v}_{dead} lze ovlivnit nastavením parametrů PI regulátoru, ale primárně je závislá na frekvenci fázových proudů i_{sabc} . Protože jejich frekvence udává délku periody T_{id6} a tím i rychlost změny velikosti kritéria $C_{id,sign}$. Z průběhu poslední fáze vývoje kritéria $C_{id,sign}$ si ze povšimnout, že když se jeho hodnota blíží k nule, začíná být obtížné určit jeho polaritu ze směrnice proudu i_d během jedné periody T_{id6} . Proto je vhodné po dosažení definované minimální hodnoty kritéria



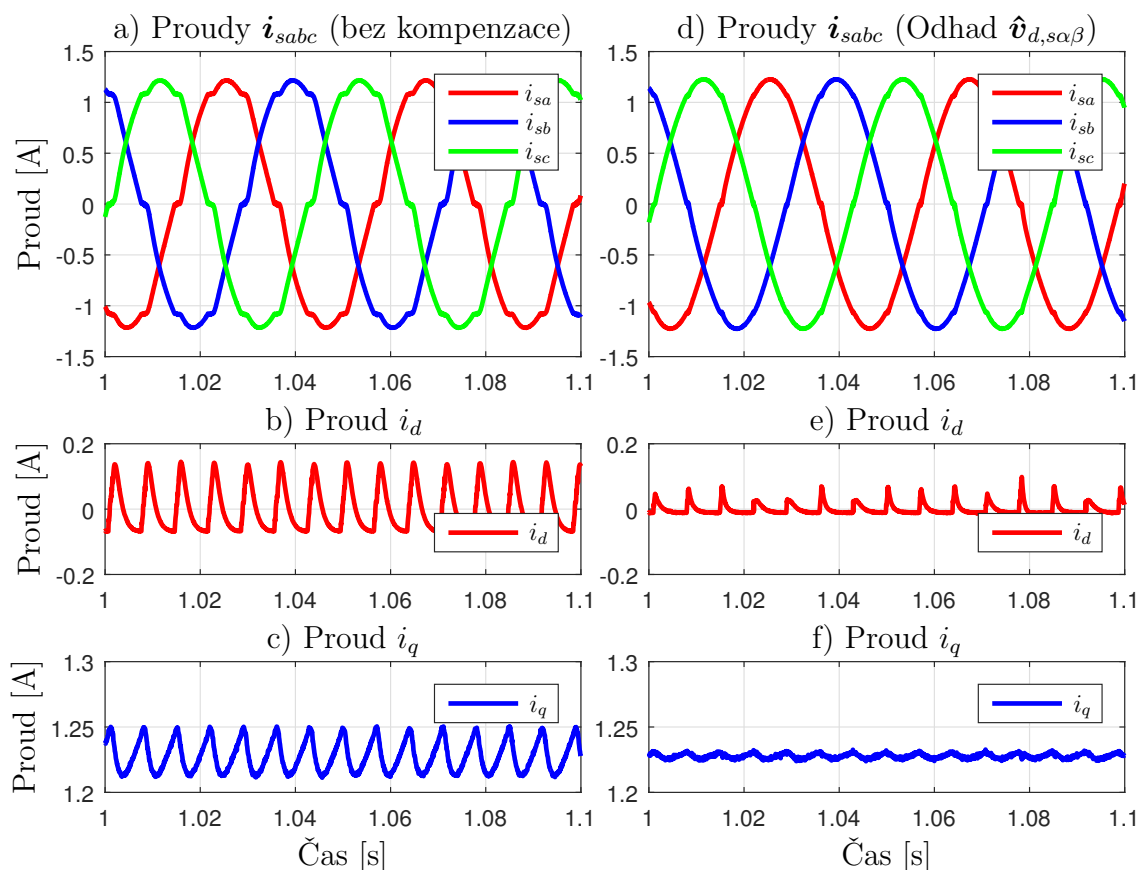
Obr. 5.36: Zahájení a průběh kompenzace pomocí samotné adaptivní části metody.



Obr. 5.37: Detail zahájení kompenzace pomocí samotné adaptivní části metody.

$C_{id,sign}$ ukončit aktualizaci odhadu napěťové konstanty \hat{v}_{dead} a nechat ji konstantní pro aktuální pracovní podmínky.

Další Obr. 5.38 prezentuje srovnání průběhů fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} a proudů v dq -souřadnicích před a po aplikaci kompenzačních napětí $\hat{v}_{d,s\alpha}$ a $\hat{v}_{d,s\beta}$ během ustáleného stavu. Z průběhů vyplývá, že se díky zavedení zpětné vazby od harmonického zvlnění v d - složce proudu podařilo minimalizovat deformaci výstupních napětí měniče. Spektra uvedených proudů lze nalézt ve srovnání spekter proudů dílčích částí kompenzační strategie v Obr. 5.42. Díky adaptivnímu přístupu kompenzace bylo dosaženo poklesu indexu HD na hodnotu 1,36 % z 6,22 % pro nekompenzovaný případ. Číselné vyjádření velikostí jednotlivých parazitních harmonických složek je uvedeno v souhrnné tabulce Tab. 5.1 pro výsledky všech provedených simulací. Zde si lze povšimnout spojitosti mezi šesti průchody fázových proudů \mathbf{i}_{sabc} nulovou hodnotou během jedné jejich periody a periodou harmonického zvlnění v dq - souřadnicích.



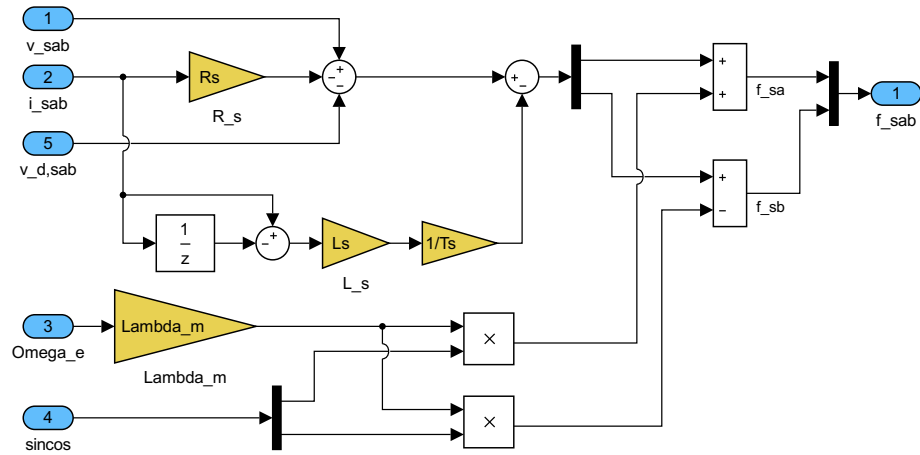
Obr. 5.38: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 50 rad/s). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Pouze s adaptivní částí kompenzace $\hat{v}_{d,s\alpha\beta}$.

Největší přednost metody spočívá v zavedení zpětné vazby, díky které je na základě přímých projevů deformace výstupních napětí měniče v d - složce proudu tato deformace postupně kompenzována.

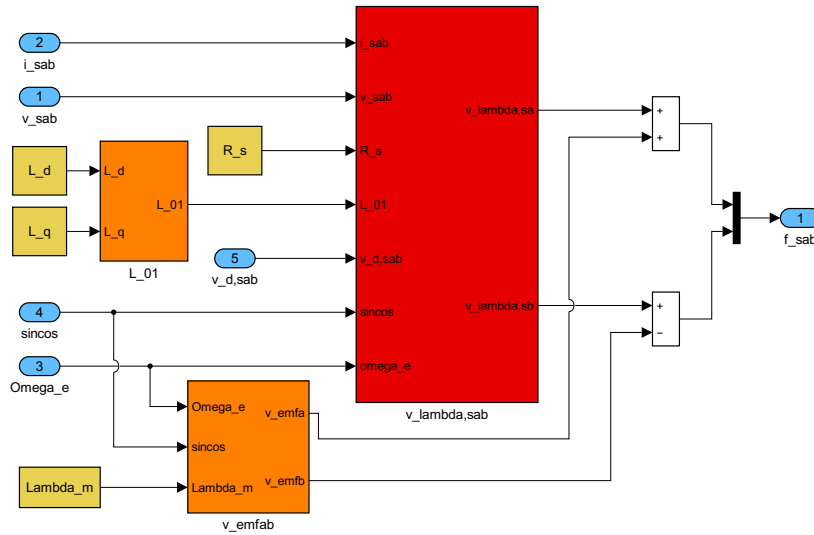
Ověření pozorovatelů napěťového rušení založených na modelu PMSM

Pozorovatele rušivých napětí, které byly popsány v kapitolách 5.4.2 a 5.4.3, jsou realizovány ve formě blokového diagramu v prostředí MATLAB/Simulink. Bloková schémata jsou uvedena na Obr. 5.39 a Obr. 5.40. Pracují na stejné periodě vzorkování $T_s = 62,5 \mu s$ jako proudová smyčka algoritmu vektorového řízení PMSM. Parametr statorové indukčnosti, která vystupuje v jednodušší variantě pozorovatele $PMSM_{L_s}$ je získána jako průměr podélné a příčné indukčnosti ($L_s = (L_d + L_q)/2$).

Výsledky simulačních experimentů během ustáleného stavu pro oba pozorovatele jsou prezentovány na Obr. 5.41 a Obr. 5.42. Průběh fázových proudů i_{sabc} , proudů i_{dq} a odhadů kompenzačních napětí $\hat{f}_{s\alpha}$ a $\hat{f}_{s\beta}$ je uveden na Obr. 5.41, vlevo pro pozorovatel s $PMSM_{L_s}$ a vpravo pro pozorovatel s $PMSM_{L_dL_q}$. Potlačení deformace

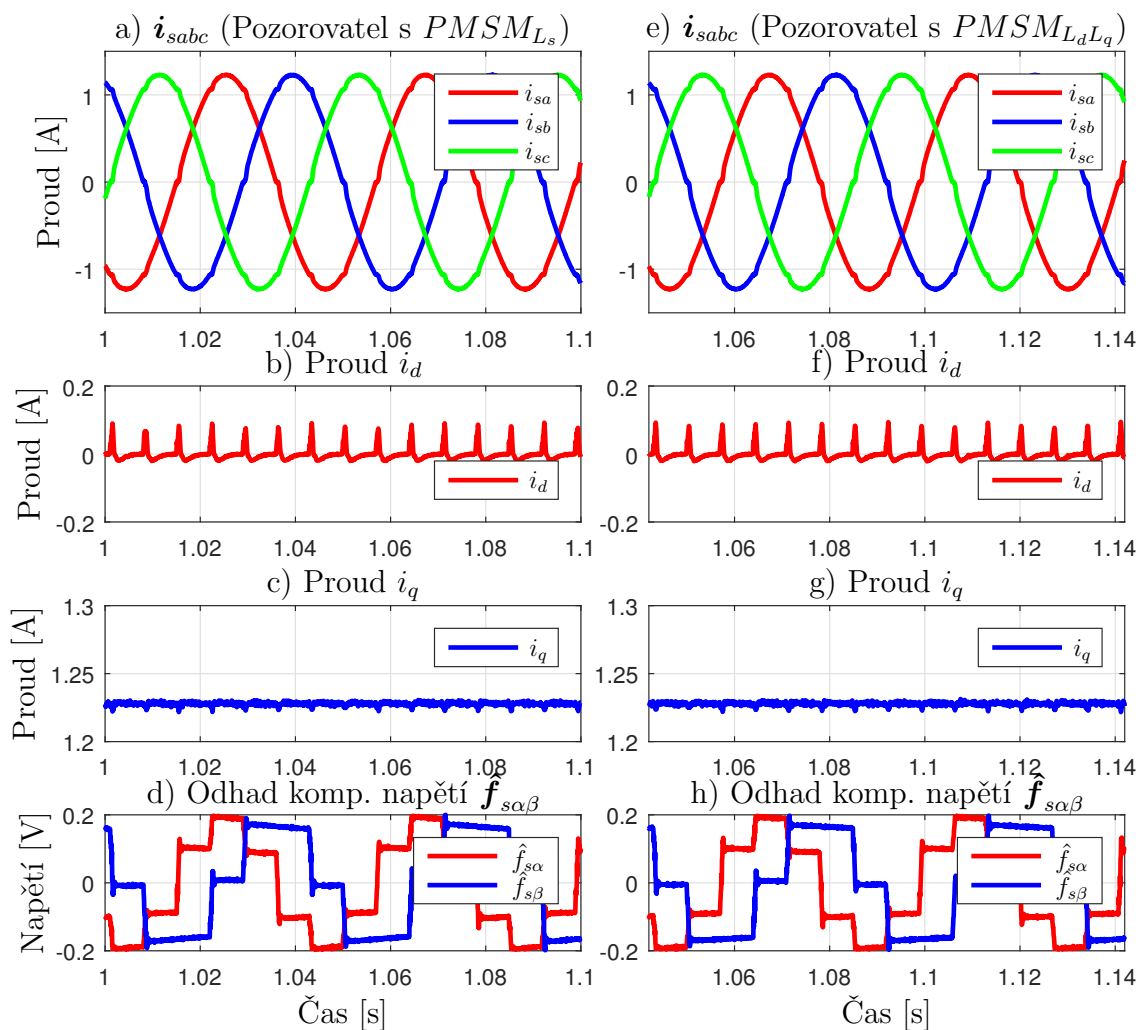


Obr. 5.39: Blokové schéma pozorovatele rušivých napětí s modelem $PMSM_{L_s}$ v prostředí Simulink.



Obr. 5.40: Blokové schéma pozorovatele rušivých napětí s modelem $PMSM_{L_dL_q}$ v prostředí Simulink.

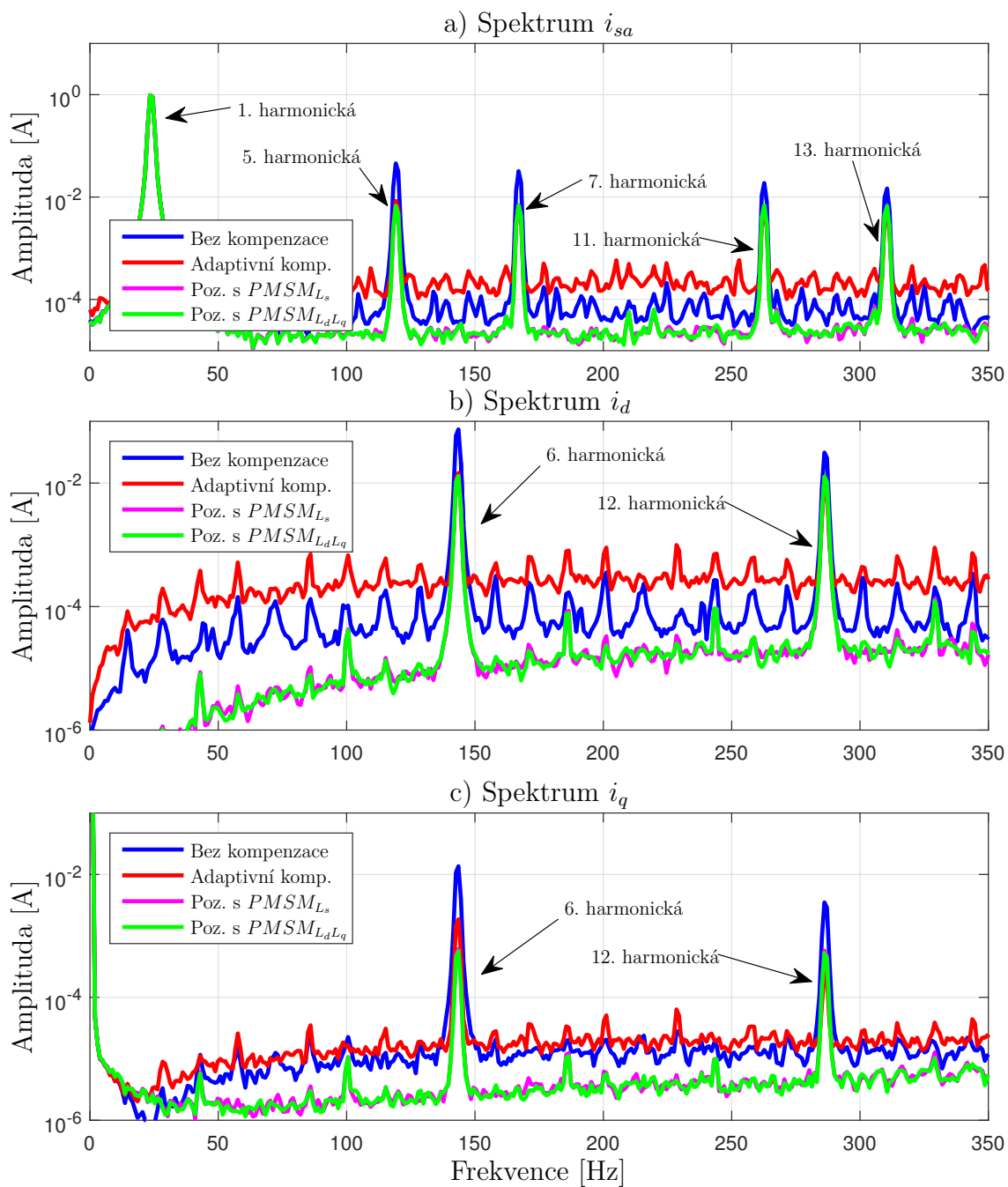
výstupního napětí měniče a vzniklých parazitních harmonických složek proudů pomocí obou navrhovaných pozorovatelů je téměř shodné, jak dokazují překrývající se spektra a -fázového proudu a proudů v dq -osách na Obr.5.42, pro srovnání jsou zde také uvedena spektra proudů pro adaptivní část kompenzace. Dosažená hodnota indexu harmonického zkreslení HD je také pro oba pozorovatele téměř stejná a to 1,39 % pro pozorovatele s modelem $PMSM_{L_s}$ a 1,4 % pro pozorovatele s modelem $PMSM_{L_dL_q}$. Podobnost výsledků je způsobena tím, že se hodnoty podélné $L_d = 220 \mu H$ a příčné $L_q = 250 \mu H$ indukčnosti pro uvažovaný PMSM liší jen o $30 \mu H$. Pokud by byl rozdíl indukčností větší, pozorovatel s podrobnějším modelem $PMSM_{L_dL_q}$ by měl dosahovat lepších výsledků.



Obr. 5.41: Srovnání průběhů proudů a odhadů kompenzačních napětí (otáčky 50 rad/s). a)-d) pro pozorovatel s modelem $PMSM_{L_s}$. d)-h) pro pozorovatel s modelem $PMSM_{L_dL_q}$.

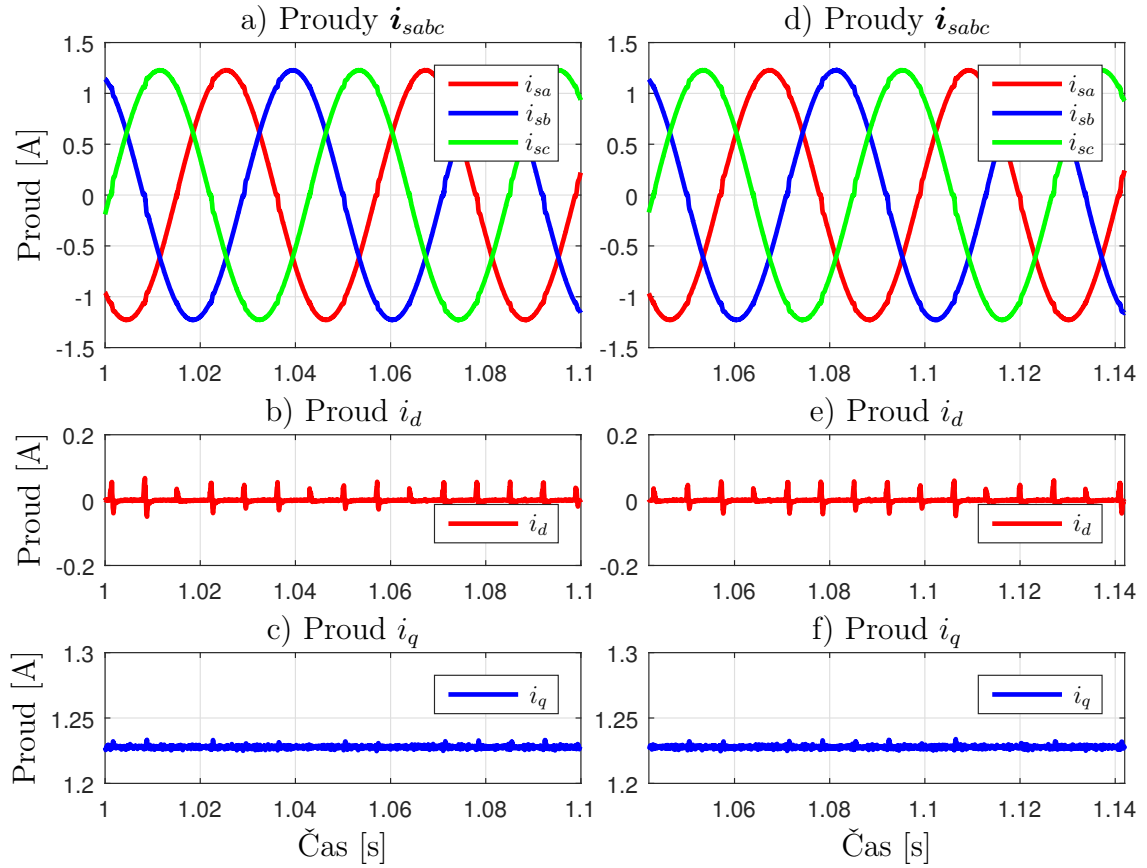
Ověření sloučeného přístupu adaptivní části kompenzace s pozorovatelem napěťového rušení

Tato kapitola prezentuje výsledky simulací získané při ověření výsledného konceptu kompenzační strategie, který kombinuje adaptivní přístup se zpětnou vazbou a dopřednou vazbu zavedenou prostřednictvím pozorovatele rušivých napětí. Principiální blokové schéma, na kterém je uvedena implementace sloučené kompenzační strategie do algoritmu vektorového řízení PMSM je zobrazena na Obr. 5.34. Výsledky simulací jsou prezentovány za stejných podmínek jako v předchozích kapitolách. Pouze muselo dojít ke změně nastavení konstant PI regulátoru u adaptivní metody, protože zavedením kompenzace pomocí dopředné vazby klesla maximální dosažitelná hodnota kritéria C_{id} .



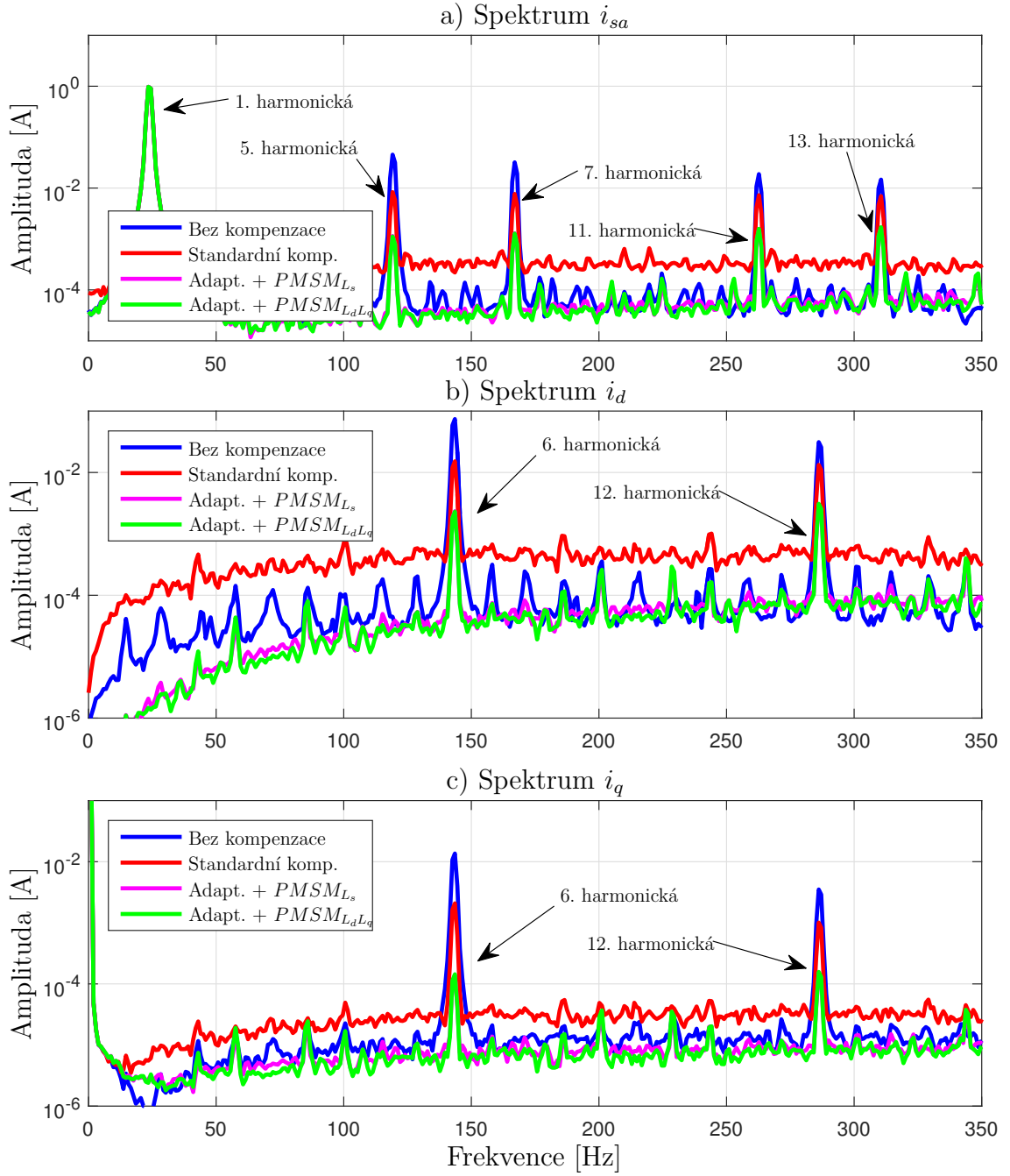
Obr. 5.42: Porovnání frekvenčních spekter proudů jednotlivých částí kompenzace (otáčky 50 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

Obr. 5.45 zachycuje průběh kompenzace obou variant sloučeného přístupu s rozdílnou realizací pozorovatele rušivých napětí. Následující popis průběhu kompenzace bude uveden pro variantu pozorovatele s modelem $PMSM_{L_s}$, který je prezentován na Obr. 5.45 a)-f). Varianta obsahující pozorovatel s modelem $PMSM_{L_dL_q}$ se chová stejným způsobem.



Obr. 5.43: Srovnání průběhů proudů pro sloučený přístup kompenzace (otáčky 50 rad/s). a)-c) Adaptivní metoda + pozorovatel s $PMSM_{L_s}$. d)-f) Adaptivní metoda + pozorovatel s $PMSM_{L_dL_q}$.

Z průběhu na Obr. 5.45 f) fázových proudů i_{sabc} je evidentní, že proces kompenzace je zahájen od začátku simulace. Již před zahájením odhadu napětí \hat{v}_{dead} jsou výstupní napětí kompenzována pomocí odhadu rušivých napětí $\hat{f}_{s\alpha\beta}$, jak je patrné z průběhu na Obr. 5.45 e). Odhad napětí \hat{v}_{dead} je zahájen po splnění výše definovaných podmínek přibližně v čase $t = 0,1$ s. Vývoj velikosti kritéria $C_{id,sign}$ v čase je zachycen na Obr. 5.45 b). Kritérium $C_{id,sign}$ je počítáno vždy mezi dvěma průchody fázových proudů skrz nulovou hodnotu v libovolném směru. Tento okamžik je indikován červeným pulsem *start* v průběhu na Obr. 5.45 a). Následně je kritérium $C_{id,sign}$ minimalizováno PI regulátorem, jehož výstupem je odhad napětí \hat{v}_{dead} viz Obr. 5.45 c), ze kterého je následně určeno kompenzační napětí $\hat{v}_{d,s\alpha\beta}$. Rychlost konvergence odhadu napětí \hat{v}_{dead} ke skutečné hodnotě je dán nastavením parametrů PI regulátoru a frekvencí fázových proudů, na které závisí rychlost změny výstupního kritéria $C_{id,sign}$. Vliv odhadovaného napětí $\hat{v}_{d,s\alpha\beta}$ na potlačení napětového zkreslení pomalu roste, jak dokládá průběh na Obr. 5.45 d), zatímco vliv odhadu přetrvávajícího rušivého napětí $\hat{f}_{s\alpha\beta}$ z průběhu e) úměrně klesá, v ideálním případě by



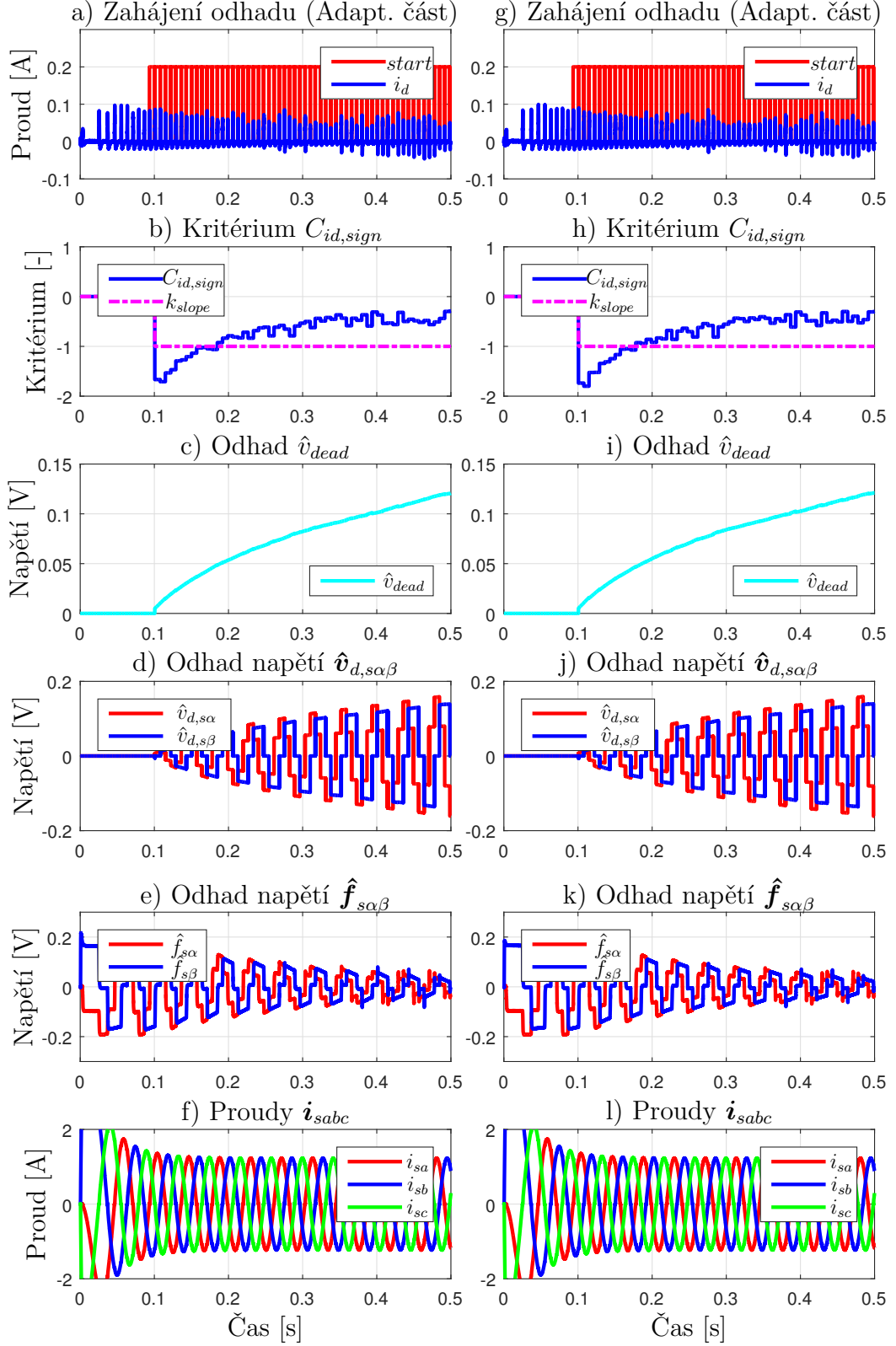
Obr. 5.44: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

mělo konvergovat k nule. Bohužel, výstupní deformaci napětí není možné kompenzovat pouze pomocí zavedené zpětné vazby skrz adaptivní metodu. Protože pokud se amplitudy násobků parazitních 6. harmonických složek dostanou pod úroveň šumu obsaženou v proudu i_d , nelze určit správnou hodnotu kritéria C_{id} a ani detekovat jeho správnou polaritu. V tomto případě je zbytek přetrvávajících projevů mrtvých časů potlačován dopřednou vazbou pomocí odhadu rušivých napětí $\hat{\mathbf{f}}_{s\alpha\beta}$.

Tab. 5.1: Harmonické zkreslení proudů - Simulace ($\omega_r = 50$ rad/s, bez zátěže)

Metoda	5. harm. $f_5 = 119,1$ Hz HRI_5 [%]	7. harm. $f_7 = 167$ Hz HRI_7 [%]	11. harm. $f_{11} = 262,7$ Hz HRI_{11} [%]	13. harm. $f_{13} = 310,5$ Hz HRI_{13} [%]	HD [%]
Bez kompenzace	4,67	3,30	1,94	1,51	6,22
Standardní komp. bez pásma necitlivosti	0,86	0,79	0,75	0,72	1,56
Pozorovatel $\Delta \hat{v}_{s\alpha\beta}$	0,29	0,31	0,32	0,32	0,62
Adapt. metoda s KF	0,53	0,59	0,54	0,59	1,12
Adaptivní metoda s KF + \hat{i}_{sabc}	0,09	0,15	0,06	0,16	0,24
Adaptivní metoda	0,87	0,71	0,57	0,53	1,36
Pozor. s $PMSM_{L_s}$	0,69	0,71	0,71	0,69	1,40
Pozor. s $PMSM_{L_dL_q}$	0,69	0,71	0,69	0,67	1,39
Adapt. + $PMSM_{L_s}$	0,12	0,13	0,16	0,18	0,3
Adap. + $PMSM_{L_dL_q}$	0,11	0,13	0,16	0,17	0,29

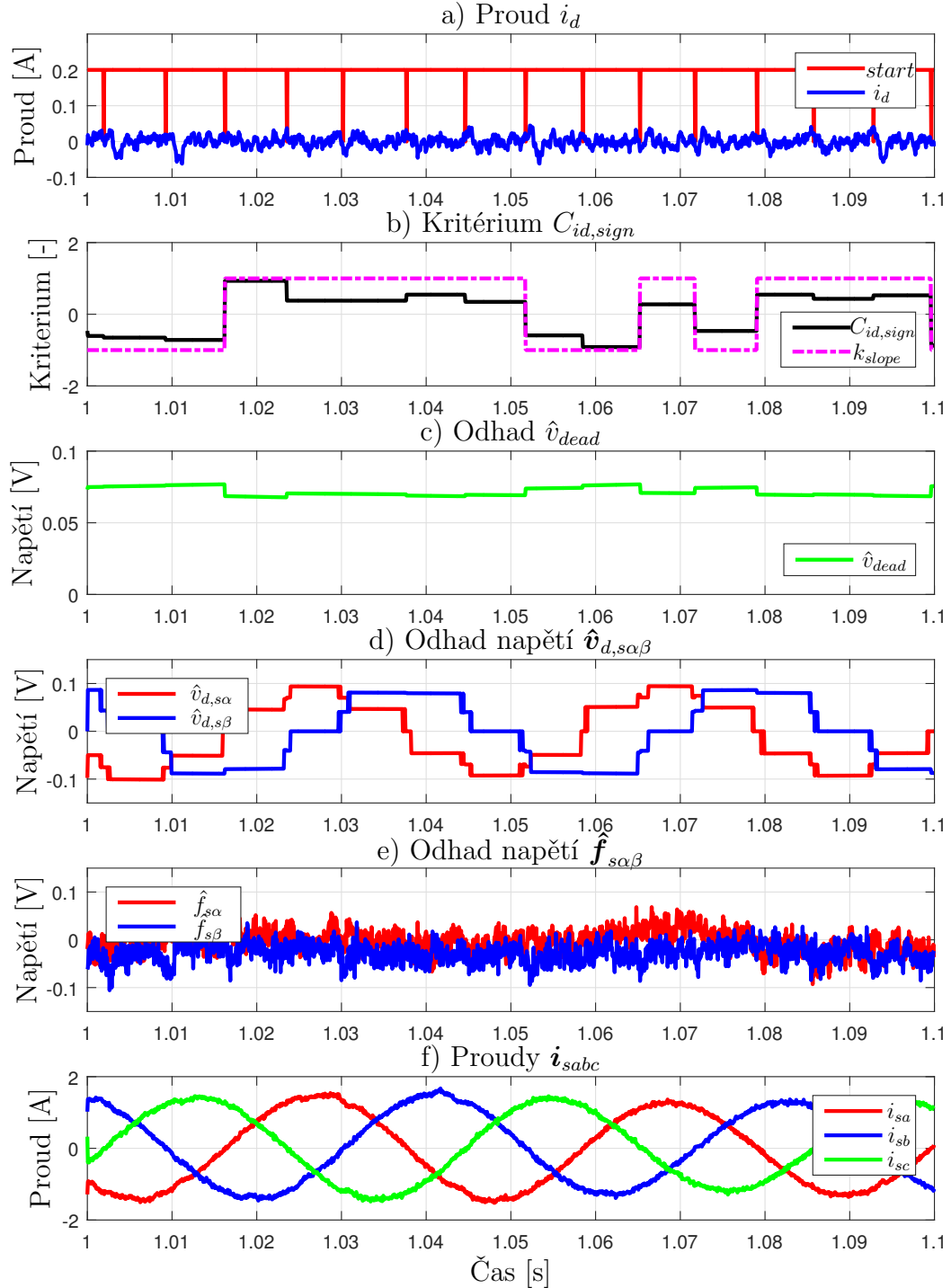
Díky této koncepci se podařilo výrazně potlačit harmonickou deformaci fázových proudů \hat{i}_{sabc} . Zvlnění proudů v dq - osách je uvedeno v detailu na Obr. 5.43. Potlačení amplitudy parazitních harmonických složek je patrné z Obr. 5.44, na kterém jsou uvedena spektra proudů pro sloučený přístup s oběma pozorovateli a pro srovnání i spektrum v nekompensovaném případě a i při použití pouze standardní kompenzace. Číselné vyjádření poklesu parazitních harmonických složek je uvedeno v souhrnné Tab. 5.1. Z ní vyplývá, že díky navrhovanému sloučenému přístupu kompenzace bylo dosaženo indexu harmonického zkreslení 0,3 % a 0,29 % pro pozorovatele s modelem $PMSM_{L_s}$ respektive $PMSM_{L_dL_q}$.



Obr. 5.45: Zahájení a průběh kompenzace pomocí sloučeného přístupu. a)-f) Adaptivní metoda + pozorovatel s $PMSM_{L_s}$. g)-l) Adaptivní metoda + pozorovatel s $PMSM_{L_dL_q}$.

5.4.6 Výsledky experimentů

Na reálném PMSM byl ověřen výsledný sloučený přístup kompenzace deformací výstupního napětí měniče, který je popsán v kapitole 5.4.4. Vybrána byla jednodušší

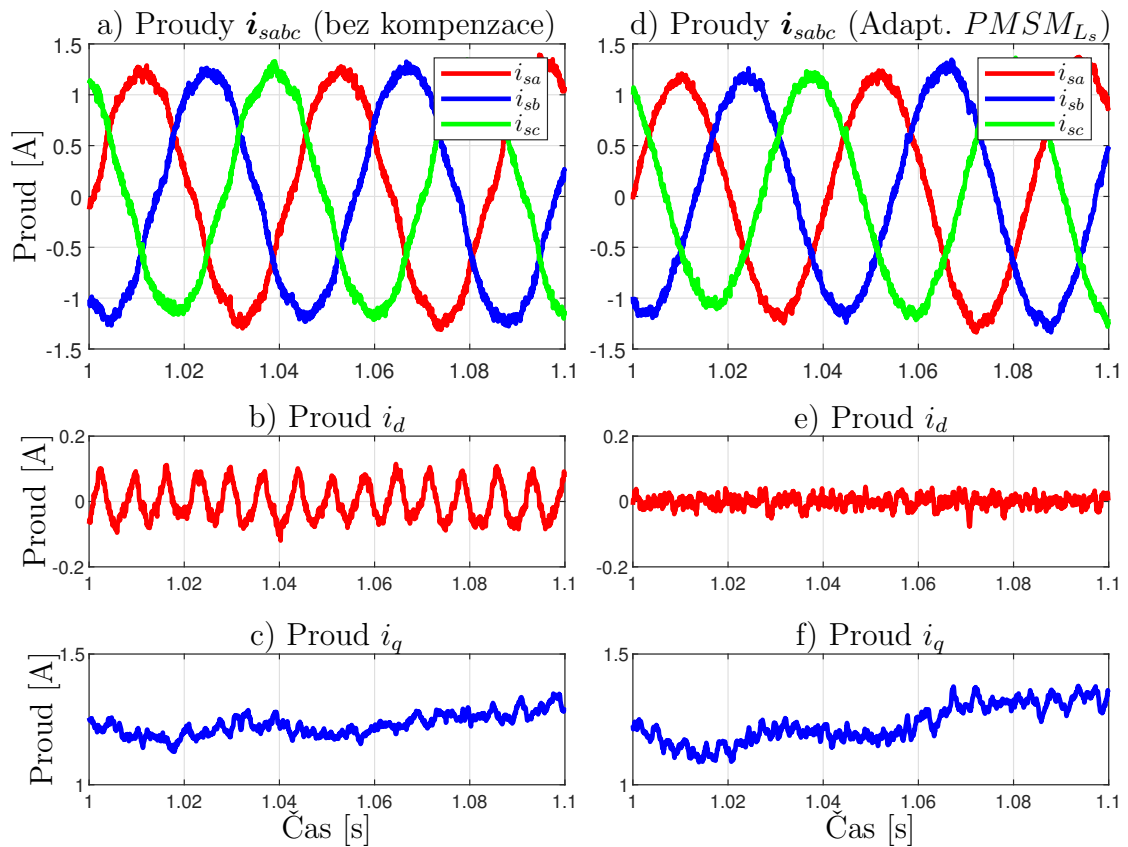


Obr. 5.46: Průběh kompenzace pomocí sloučeného přístupu adaptivní metody a pozorovatele s modelem $PMSM_{L_s}$.

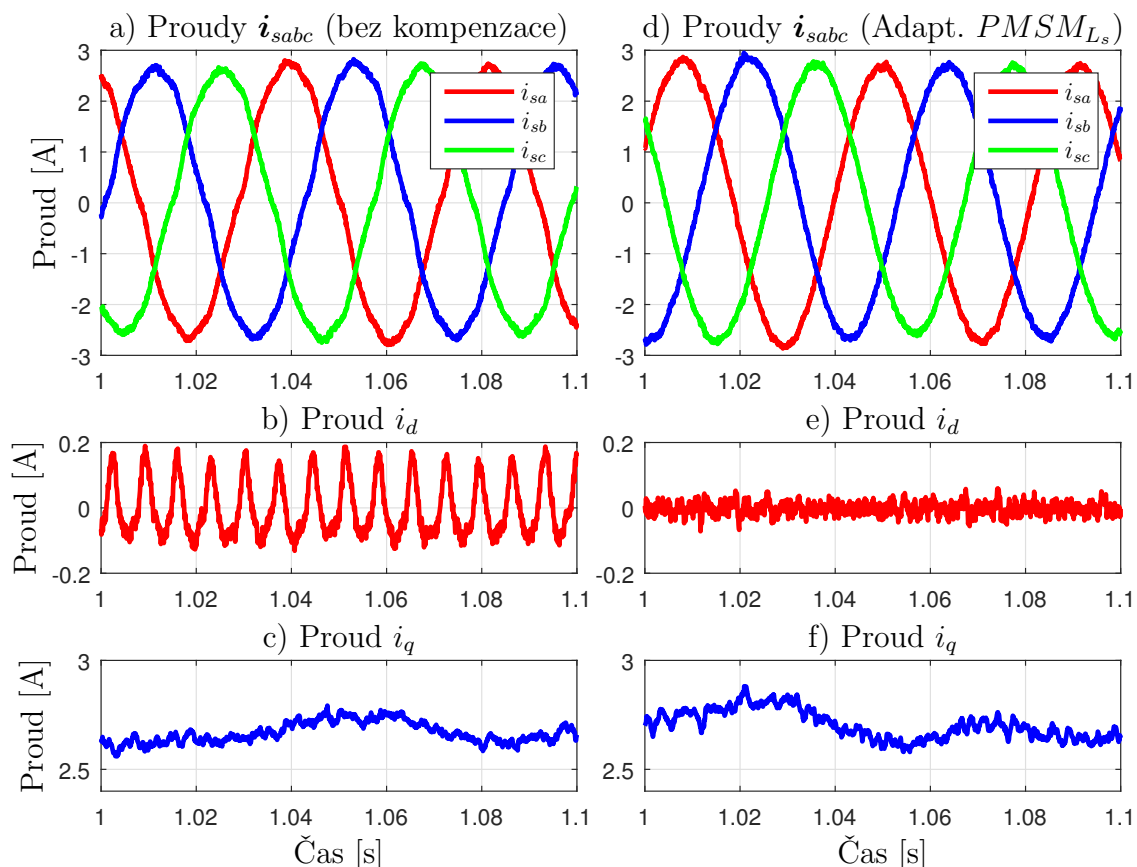
varianta pozorovatele s modelem $PMSM_{L_s}$, protože přínos složitější varianty s modelem $PMSM_{L_dL_q}$ byl pro daný typ PMSM, který má téměř stejnou příčnou a podélnou indukčnost, minimální, jak naznačují provedené simulace. Blokové schéma celého řídicího algoritmu s popsanou kompenzační strategií v prostředí MATLAB/Simulink, které bylo implementováno do real-time platformy dSPACE DS1103, je uvedeno v příloze B.3. Ověření proběhlo za stejných podmínek jako v předcházejících kapitolách, parametry PMSM a měniče lze nalézt v Tab. 6.4 a v Tab. 6.3.

Algoritmus pozorovatele napěťových rušení byl rozšířen o filtr vstupujících proudů $i_{s\alpha\beta}$ typu dolní propust, aby byl potlačen vysokofrekvenční šum v nich obsažený. Filtr musel být zaveden, protože pozorovatel obsahuje výpočet derivace proudu, která je velmi citlivá na šum vstupujících proudů $i_{s\alpha\beta}$. Díky tomu byl výrazně potlačen šum výstupních kompenzačních napětí $\hat{f}_{s\alpha\beta}$. Obě části kompenzační strategie opět pracují na stejné periodě vzorkování jako proudová smyčka vektorového řízení PMSM.

Průběh kompenzace a poslední fáze odhadu napětí \hat{v}_{dead} je zachycen na Obr. 5.46 pro nezatížený PMSM při otáčkách rotoru 50 rad/s. Kritérium C_{id} dosáhlo své



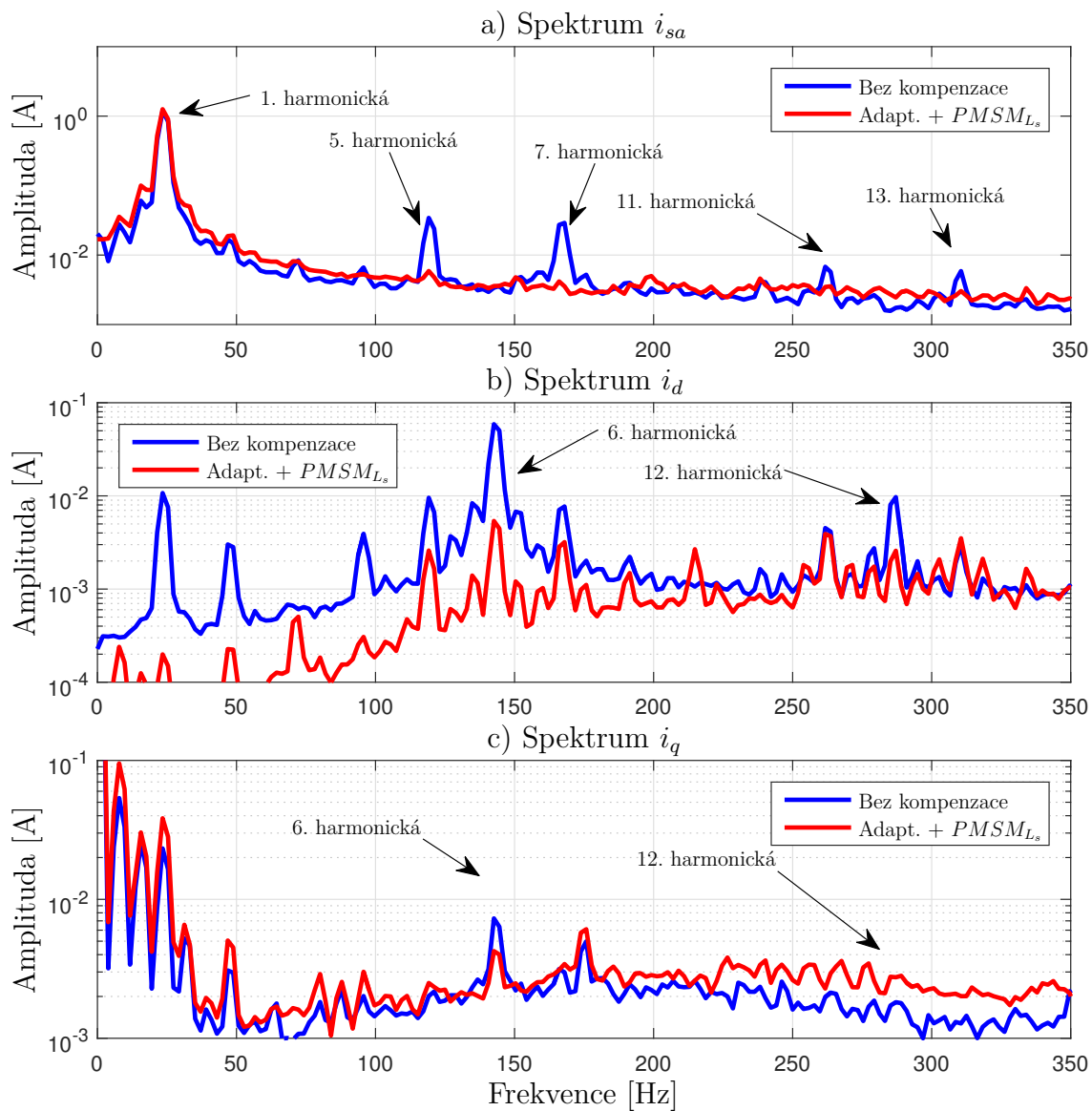
Obr. 5.47: Srovnání průběhů proudů pro sloučený přístup kompenzace (otáčky 50 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Adaptivní metoda + pozorovatel s modelem $PMSM_{L_s}$.



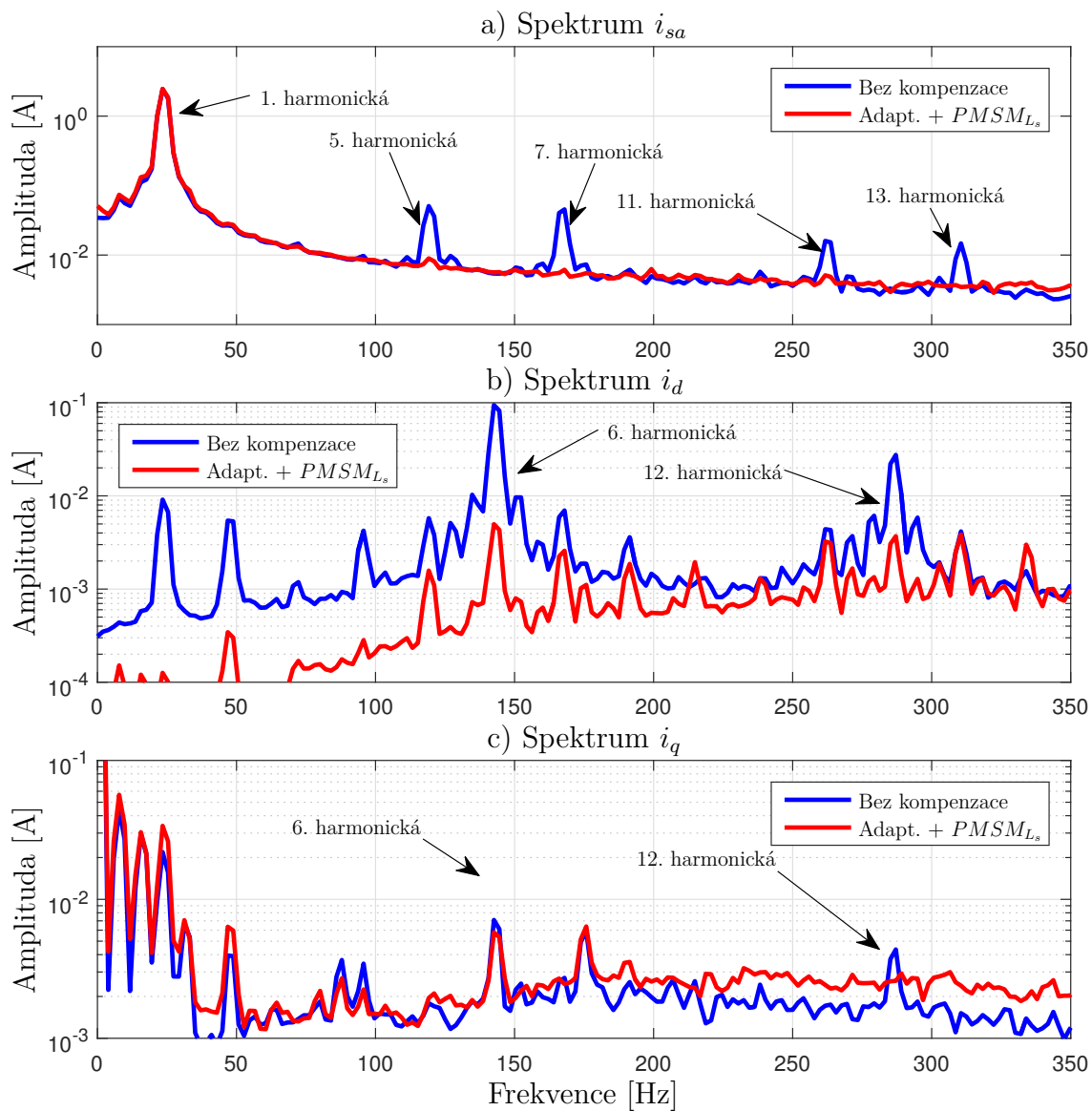
Obr. 5.48: Srovnání průběhů proudů pro sloučený přístup kompenzace (otáčky 50 rad/s, se zátěží). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Adaptivní metoda + pozorovatel s modelem $PMSM_{L_s}$.

minimální hodnoty, která je dána kvadrátem odchylky šumu proudu i_d od nulové hodnoty mezi dvěma průchody fázových proudů nulovou hodnotou, jak naznačuje průběh na 5.46 a). Důsledkem tohoto stavu je průběh kritéria $C_{id,sign}$ na Obr. 5.46 b), které kmitá kolem nulové hodnoty, protože určit správnou směrnici k_{slope} z průběhu proudu i_d je téměř nemožné. Deformace výstupního napětí měniče je převážně kompenzována napětím $\hat{v}_{d,s\alpha\beta}$ od zavedené zpětné vazby. Pouze zbytek přetrvávajícího napětového zkreslení je kompenzována odhadem rušivých napětí $\hat{f}_{s\alpha\beta}$, jak je patrné z jejich nízké amplitudy a průběhu na obr. 5.46 e). Výrazné potlačení harmonické deformace fázových proudů i_{sabc} a zvlnění i_{dq} je zřetelné z detailu jejich průběhů před a po kompenzaci pro zatížený i nezatížený případ na Obr. 5.47 a Obr. 5.48. Amplitudy parazitních lichých harmonických složek v a -fázovém proudu byly potlačeny až na úroveň šumu, jak dokládají spektra proudů z Obr. 5.49 a Obr. 5.50.

Pomocí kombinovaného přístupu kompenzace bylo dosaženo nejnižší úrovně indexu harmonického zkreslení HD (0,68 % pro nezatížený případ a 0,51 % pro zatížený případ) ze všech prezentovaných metod kompenzace napětových nelinearit, viz souhrnné Tab. 5.2 a Tab. 5.3.



Obr. 5.49: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, bez zátěže).
a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.



Obr. 5.50: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 50 rad/s, se zátěží).
a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

Tab. 5.2: Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 50$ rad/s, bez zátěže)

Metoda	5. harm. $f_5 = 119,1$ Hz HRI_5 [%]	7. harm. $f_7 = 168$ Hz HRI_7 [%]	11. harm. $f_{11} = 261,7$ Hz HRI_{11} [%]	13. harm. $f_{13} = 310,5$ Hz HRI_{13} [%]	HD [%]
Bez kompenzace	2,89	2,44	0,57	0,49	3,86
Standardní komp. bez pásma necitlivosti	1,60	0,91	0,92	0,74	2,20
Standardní komp.	1,33	0,77	0,47	0,25	1,63
Pozorovatel $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$	0,69	0,37	0,34	0,27	0,89
KF + $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}$	0,55	0,83	0,29	0,34	1,09
Adapt. + $PMSM_{L_s}$	0,47	0,33	0,28	0,24	0,68

Tab. 5.3: Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 50$ rad/s, se zátěží)

Metoda	5. harm. $f_5 = 119,1$ Hz HRI_5 [%]	7. harm. $f_7 = 168$ Hz HRI_7 [%]	11. harm. $f_{11} = 261,7$ Hz HRI_{11} [%]	13. harm. $f_{13} = 310,5$ Hz HRI_{13} [%]	HD [%]
Bez kompenzace	2,07	1,86	0,65	0,6	2,92
Standardní komp. bez pásma necitlivosti	0,42	0,61	0,37	0,23	0,85
Standardní komp.	0,42	0,57	0,24	0,19	0,77
Pozorovatel $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$	0,37	0,25	0,19	0,22	0,57
KF + $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}$	0,39	0,52	0,29	0,26	0,74
Adapt. + $PMSM_{L_s}$	0,36	0,25	0,21	0,15	0,51

6 KOMPENZAČNÍ STRATEGIE PRO ASYNCHRONNÍ MOTORY

6.1 Kompenzační metoda využívající harmonický kompenzátor

Standardní metody kompenzace vycházejí z analýzy dopadů mrtvých časů a dalších nelinearit na výstupní napětí měniče. Na základě provedené analýzy je obvykle sestaven více či méně přesný model, který popisuje chování výstupního napětí měniče během jedné periody PWM. Následně jsou z něj odvozeny vztahy pro kompenzaci deformace výstupního napětí. S tímto přístupem se v mnoha variantách často setkáváme v publikacích [59], [13] a [10]. Obdobně bylo postupováno při odvození standardní metody kompenzace v kapitole 3.4. Při odvozování těchto modelů dochází k řadě zjednodušení a zanedbání některých jevů. Z toho důvodu kompenzační napětí přesně neodpovídá aktuálním napěťovým úbytkům na výstupu měniče. Tento problém lze řešit dvěma přístupy.

První možností je vytvoření výrazně přesnějšího modelu, který již uvažuje vliv např. parazitních kapacit či jiných nelinearit. Touto cestou se vydali autoři v publikacích [3], [55] a [17]. Výsledkem jsou výrazně složitější rovnice pro výpočet kompenzačních napětí. Hlavní nevýhoda popsaného přístupu spočívá v použití otevřené smyčky při kompenzaci. A navíc kvalita kompenzace je závislá na přesné znalosti proměnných parametrů měniče (teplotní závislost, závislost na velikosti protékajícího proudu, atd.).

Druhý způsob se snaží rozšířit algoritmus kompenzace o zpětnou vazbu, která je schopna podat informaci o aktuální velikosti napěťové chyby. Tato vazba je většinou zavedena skrze negativní projevy deformace výstupního napětí např. sledováním parazitních harmonických složek ve fázových proudech [20] a [9]. Obdobné cesty bylo využito i při návrhu dále popsané kompenzační metody s harmonickým kompenzátozem.

6.1.1 Metoda kompenzace

Navrhovaná kompenzační strategie je složena ze dvou částí, které se navzájem doplňují a umožňují efektivně kompenzovat napěťovou deformaci výstupních napětí měniče. První část je založena na standardní kompenzaci průměrného ztrátového napětí během jedné PWM periody dle vztahu (3.12). Avšak samotná standardní kompenzace nedokáže zcela potlačit deformaci výstupního napětí, protože je pouze

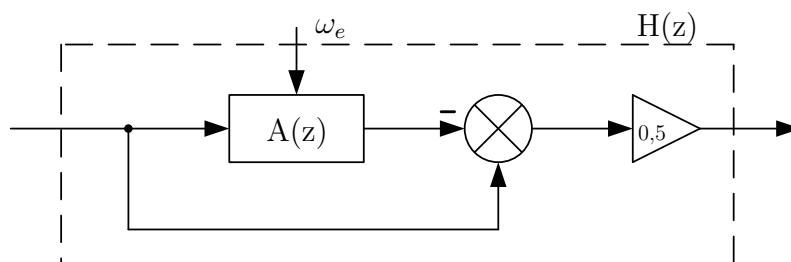
přibližnou aproximací potřebného kompenzačního napětí a navíc je závislá na přesnosti detekce polarity fázových proudů.

Přetrvávající deformace výstupního napětí měniče se mimo jiné projevuje deformací fázových proudů, která se odráží v přítomnosti lichých harmonických složek ve spektru proudů s dominantní 5. a 7. harmonickou složkou (Podrobné odvození projevu parazitních harmonických složek bylo provedeno v kapitole 3.5). Pokud transformujeme fázové proudy z abc - souřadnicového systému do dq - souřadnicového systému, tak se 5. a 7. parazitní harmonická složka projeví v přítomnosti 6. harmonické složky (pozn: frekvence parazitních harmonických složek je násobkem frekvence první harmonické složky fázových proudů). Její přítomnost lze využít jako informaci o velikosti přetrvávající deformace výstupního napětí měniče a díky tomu lze zavést zpětnou vazbu a následně dosáhnout efektivnější kompenzace.

Kompenzační strategie využívá k filtraci 6. harmonické složky metodu, která již byla dříve popsána v [20] a následně ji rozšiřuje o dvojici PI regulátorů, které minimalizují vzniklé odchylky. Srovnání obou přístupů prostřednictvím simulací a ověření navrhovaného přístupu na reálném pohonu byly publikovány v [71].

Adaptivní filtrace 6. harmonické složky

Druhá část kompenzační strategie je založena na odhadu a následném potlačení proudového zvlnění v dq - souřadnicích, jehož dominantní složkou je 6. harmonická. Vyšší násobky 6. harmonické složky mají na zvlnění proudu výrazně nižší podíl. K filtraci je využit adaptivní pásmový filtr [44], [37], který může být v závislosti na realizaci použit, buď jako pásmová propust, nebo jako pásmová zadrž k útlumu určité frekvence, čehož je často využíváno při filtraci číslicových signálů [33] a [15]. Centrální frekvence pásma filtru se v tomto případě adaptuje v závislosti na otáčkách magnetického pole rotoru. Na Obr. 6.1 je uvedeno blokové schéma adaptivního pásmového filtru, jehož přenosová funkce může být zapsána následovně:



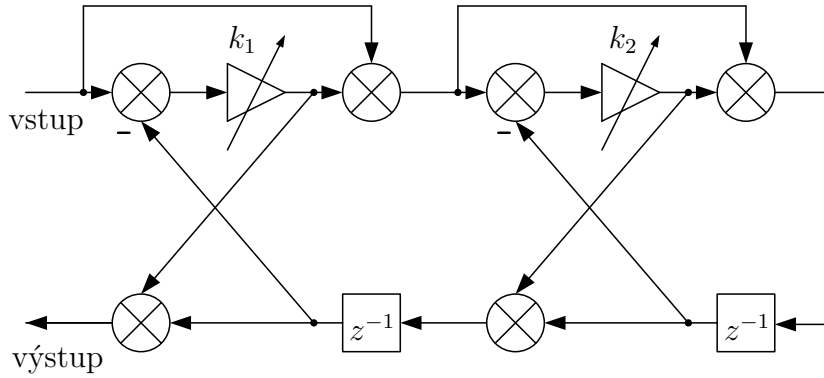
Obr. 6.1: Blokový diagram adaptivního pásmového filtru.

$$H(z) = \frac{1 - A(z)}{2} \quad (6.1)$$

Přenosová funkce $A(z)$ (6.2) představuje all-pass filtr druhého řádu, který je realizován kaskádním zapojením páru lattice filtrů, toto zapojení bývá v literatuře označováno jako Gray-Markelova struktura [15]. Blokové schéma realizace all-pass filtru je uvedeno na Obr. 6.2. Tato konfigurace filtru umožňuje nezávisle na sobě nastavit šířku a centrální frekvenci pásma pouze pomocí nastavení dvou parametrů. Díky tomu je využíván při implementaci adaptivních pásmových filtrů [20].

$$A(z) = \frac{k_2 + k_1(1 + k_2)z^{-1} + z^{-2}}{1 + k_1(1 + k_2)z^{-1} + k_2z^{-2}} \quad (6.2)$$

kde koeficient k_1 určuje střední frekvenci pásmového filtru a koeficientem k_2 je dána šířka pásma Ω .



Obr. 6.2: Druhý řád lattice Gray-Markelova all-pass filtru.

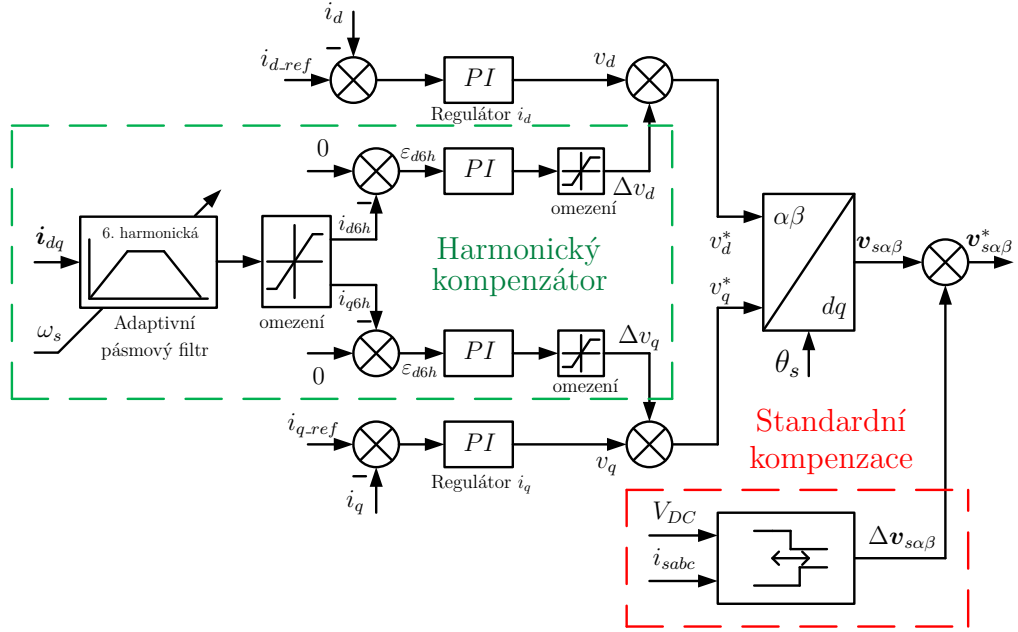
$$k_1 = -\cos(\omega_0) \quad (6.3)$$

$$k_2 = \frac{1 - \tan\left(\frac{\Omega}{2}\right)}{1 + \tan\left(\frac{\Omega}{2}\right)} \quad (6.4)$$

Koeficienty adaptivního pásmového filtru jsou voleny dle následujících pravidel. Šířka pásma Ω je nastavena na konstantní hodnotu a tím je i hodnota koeficientu k_2 konstantní dle rovnice 6.4.

$$\omega_0 = h\omega_s T_s \quad (6.5)$$

Koeficient k_1 musí pro správné udržování centrální frekvence filtru záviset na měnící se rychlosti magnetického pole rotoru ω_s dle rovnice 6.5, kde T_s udává periodu vzorkování. Centrální frekvence je nastavena pomocí parametru $h = 6$ tak, aby propustila pouze 6. harmonickou složku proudů v dq -osách. Výstup adaptivního pásmového filtru je vhodné omezit. Horní a spodní limit omezení je získán experimentálně v závislosti na velikosti amplitudy 6. harmonické složky.



Obr. 6.3: Principiální blokové schéma kompenzační metody s harmonickým kompenzátozem.

Stabilita adaptivního pásmového filtru pro danou periodu vzorkování T_s bude vždy zajištěna v rozsahu dovolených otáček asynchronního motoru za předpokladu, že koeficient $k_2 > 0$ a bude konstantní (šířka pásma Ω se během adaptace nebude měnit). Za těchto podmínek budou póly filtru vždy ležet uvnitř jednotkové kružnice v "z" rovině.

Harmonický kompenzátor

Pokud je požadováno potlačení výstupního zkreslení měniče, velikost odhadované 6. harmonické složky musí být minimální. Za tímto účelem je kompenzační strategie rozšířena o dvojici PI regulátorů, do kterých vstupují odchylky ε_{d6h} a ε_{q6h} odpovídající odhadované 6. harmonické složce. Snahou PI regulátorů je vyregulovat vstupující odchylky. Z toho plyne, že pokud je zpětnovazební chyba minimalizována, tak jsou i projevy mrtvých časů přiměřeně kompenzovány. Šířka pásma PI regulátorů má vliv na výkonnost harmonického kompenzátozem, proto by se měly parametry regulátorů volit s ohledem na parametry stávajících proudových regulátorů. Výstupní kompenzační napětí Δv_d a Δv_q z harmonického kompenzátozem jsou sečteny s výstupními napěťovými vektory v_d a v_q z proudových regulátorů.

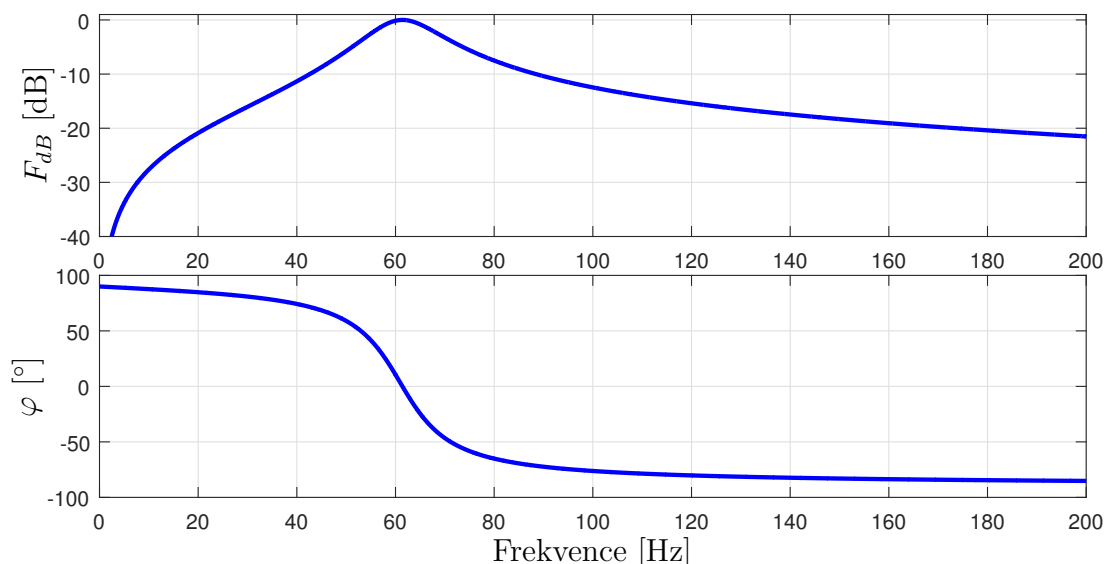
$$\mathbf{v}_{dq}^* = \mathbf{v}_{dq} + \Delta \mathbf{v}_{dq} \quad (6.6)$$

Blokové schéma navržené kompenzační strategie je uvedeno na Obr.6.3. Je tvořena dvěma částmi, výše popsaným harmonickým kompenzátozem a standardní metodou

kompenzace, která pracuje v $\alpha\beta$ - souřadnicovém systému na vstupu do SVPWM modulu. Již ze struktury kompenzačního algoritmu vyplývá, že byl navržen pro začlenění do algoritmu vektorového řízení.

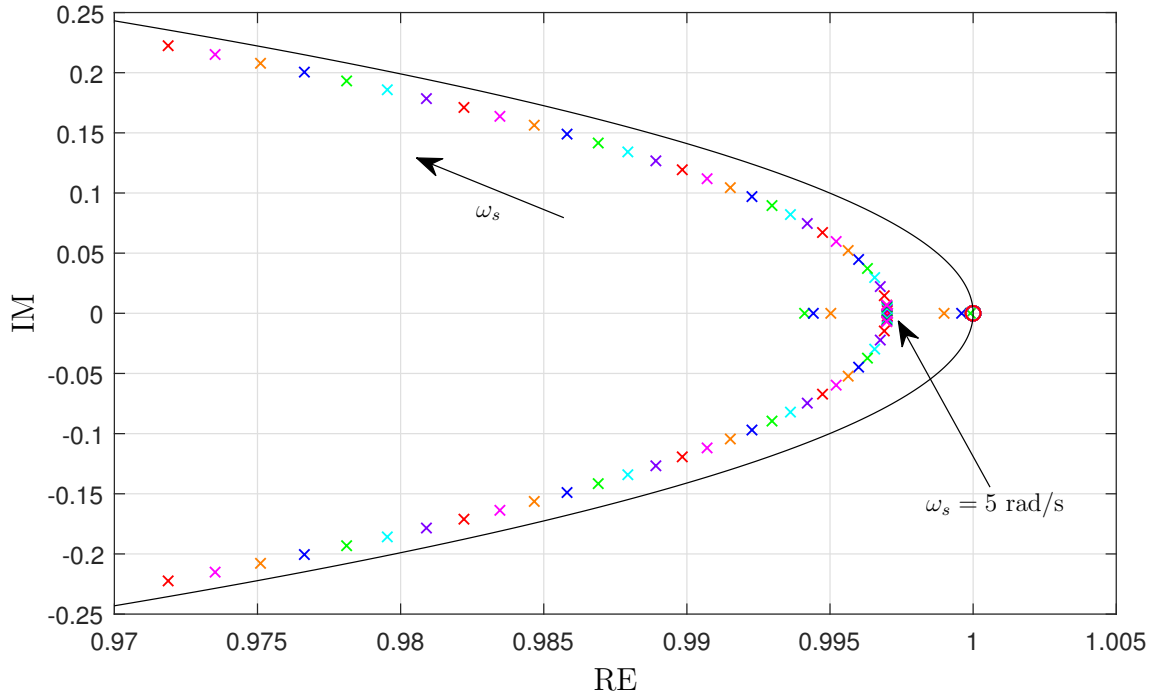
6.1.2 Výsledky simulací

Funkce algoritmu kompenzace byla před nasazením na reálný systém s asynchronním motorem ověřena prostřednictvím simulací v prostředí MATLAB/Simulink. Parametry asynchronního motoru a měniče jsou uvedeny v Tab. 6.6 a Tab. 6.5 na konci kapitoly. Uvedené výsledky jsou prezentovány během ustáleného stavu při rychlosti rotoru 30 rad/s se zatížením 0,2 Nm. Na Obr. 6.7 a Obr. 6.8 jsou zobrazeny průběhy abc - a dq - proudů, otáček ω_r a srovnání spekter a - fázového proudu a dq - proudů pro případ bez kompenzace, se standardní kompenzací dle vztahu (3.12) a pro případ využívající harmonický kompenzátor.



Obr. 6.4: Frekvenční charakteristika adaptivního pásmového filtru při $\omega_r = 30$ rad/s.

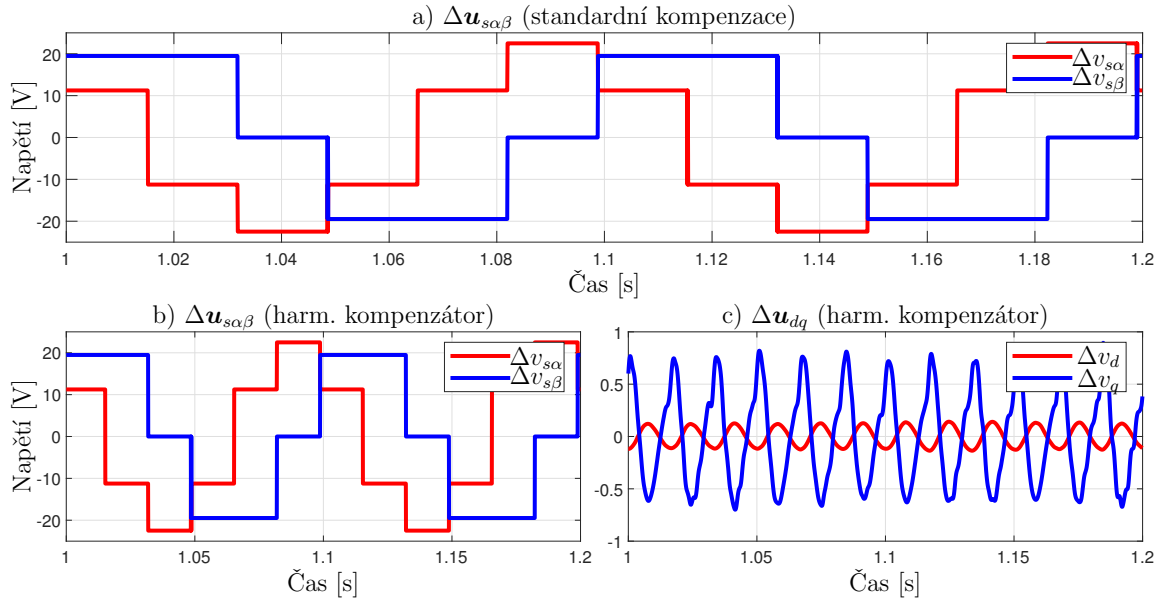
Jednotlivé části navrhovaného harmonického kompenzátoru (adaptivní filtr 6. harmonické složky, PI regulátory) musí pracovat na stejné periodě vzorkování jako proudová smyčka, v tomto případě $T_s = 62,5 \mu s$. Šířka pásma $\Omega = 0,006$ byla nastavena tak, aby propustila pouze parazitní 6. harmonické složky d - a q - proudů. Na Obr. 6.4 je uvedena frekvenční charakteristika adaptivního pásmového filtru pro prezentované výsledky simulací při rychlosti rotoru 30 rad/s. Pro zvolené nastavení konstantní šířky pásma $\Omega = 0,006$ byla ověřena stabilita adaptivního filtru v celém rozsahu otáček motoru, maximální dosažitelné otáčky jsou dle katalogu 1350 ot/min. Póly adaptivního filtru ve shodě s teoretickými předpoklady leží uvnitř jednotkové kružnice, jak je patrné z detailu rozložení pólů a nul na Obr. 6.5. Druhá nula není



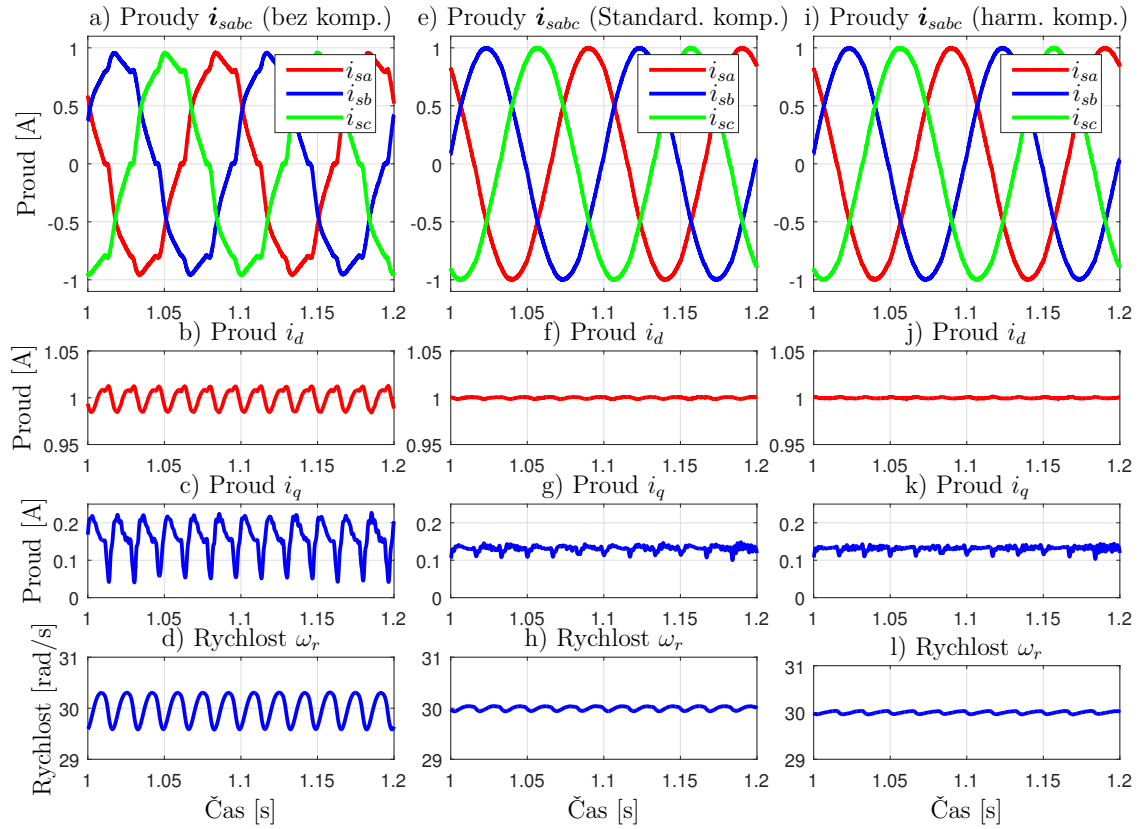
Obr. 6.5: Rozložení pólů a nul adaptivního pásmového filtru pro $\omega_s = 1 - 300$ rad/s.

v rozložení pólů a nul zobrazena, leží na jednotkové kružnici v levé polovině na pozici $[-1,0]$. Nuly filtru leží na stejných pozicích pro zvolený rozsah otáček.

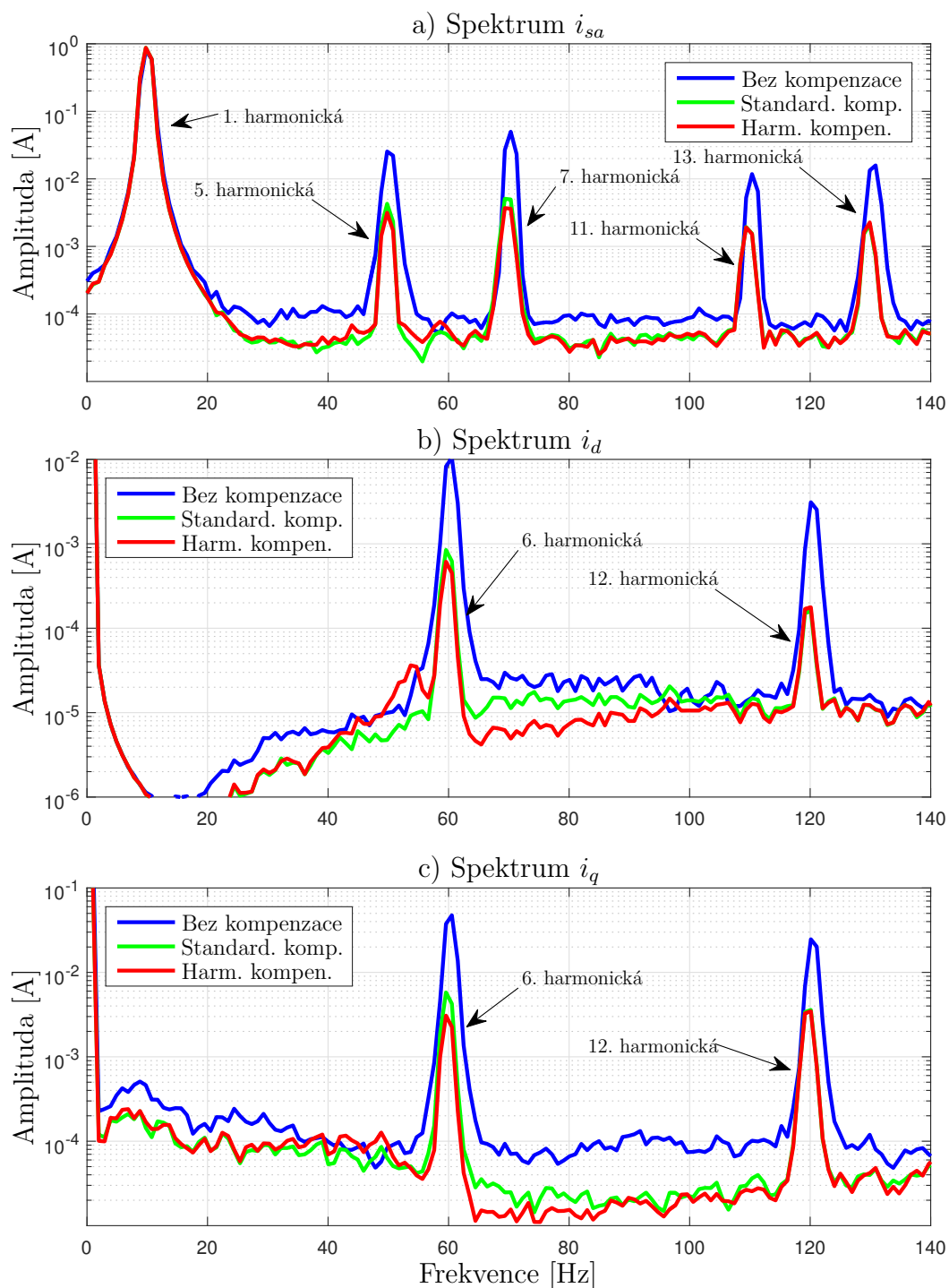
Deformace výstupního napětí měniče se projevuje zkreslením fázových proudů a následně zvlněním dq - proudů velmi podobně jako u PMSM, jak je patrné z průběhů na Obr. 6.7 a)-d). Standardní přístup kompenzace a varianta s harmonickým kompenzátozem se snaží potlačit negativní projevy nelinearit měniče. Vypočtená napětí, která jsou aplikována v případě použití pouze standardní kompenzační strategie, jsou uvedena na Obr. 6.6 a). Průběhy b) a c) prezentují jednotlivé příspěvky k příkazovým napětím v případě aplikace kompenzační strategie rozšířené o harmonický kompenzátor. Příspěvek od harmonického kompenzátoru dle očekávání potlačuje pouze přetrvávající parazitní 6. harmonickou složku, jak je patrné ze srovnání spekter na Obr. 6.8 b)-c). Tato skutečnost se projeví potlačením 5. a 7. harmonické složky a - fáze proudu na Obr. 6.8 a) a nezanedbatelným poklesem indexu $HRI_{5,7}$. Vyšší parazitní harmonické složky nemohou být kompenzací logicky ovlivněny, jak dokládají hodnoty indexu $HRI_{11,13}$ v Tab. 6.1, které zůstávají přibližně stejné jako u standardní kompenzační strategie. Díky potlačení 6. harmonické, která je hlavním zdrojem zvlnění q - složky proudu, dojde ke snížení pulzace momentu motoru a tím i k redukci kmitů v průběhu mechanických otáček motoru. Index harmonického zkreslení HD klesl z 0,82 % (standardní kompenzace) na 0,65 % díky rozšíření strategie o harmonický kompenzátor.



Obr. 6.6: Kompenzační napětí. a) Pouze standardní kompenzace. b) Příspěvek od standardní kompenzace. c) Příspěvek od harmonického kompenzátoru.



Obr. 6.7: Srovnání průběhů proudů a rychlostí. a)-d) bez kompenzace, e)-h) standardní kompenzace, i)-l) standardní kompenzace rozšířena o harmonický kompenzátor.

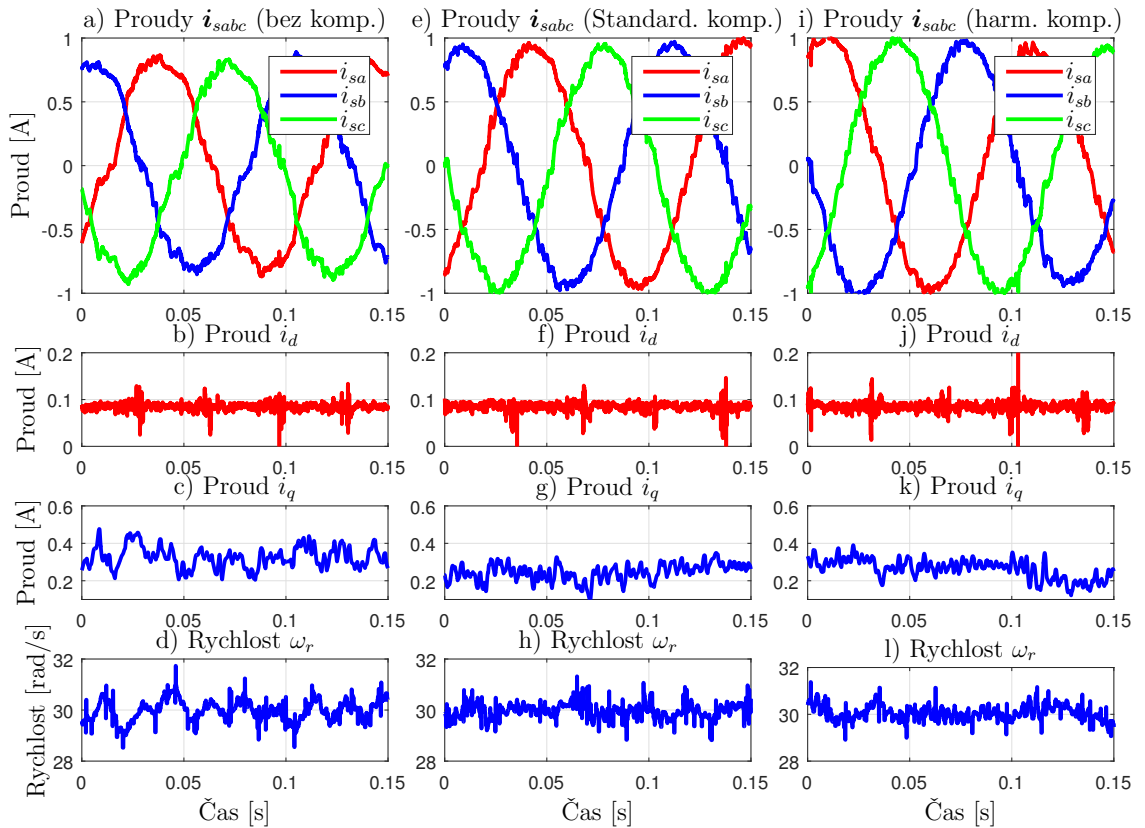


Obr. 6.8: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 30 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

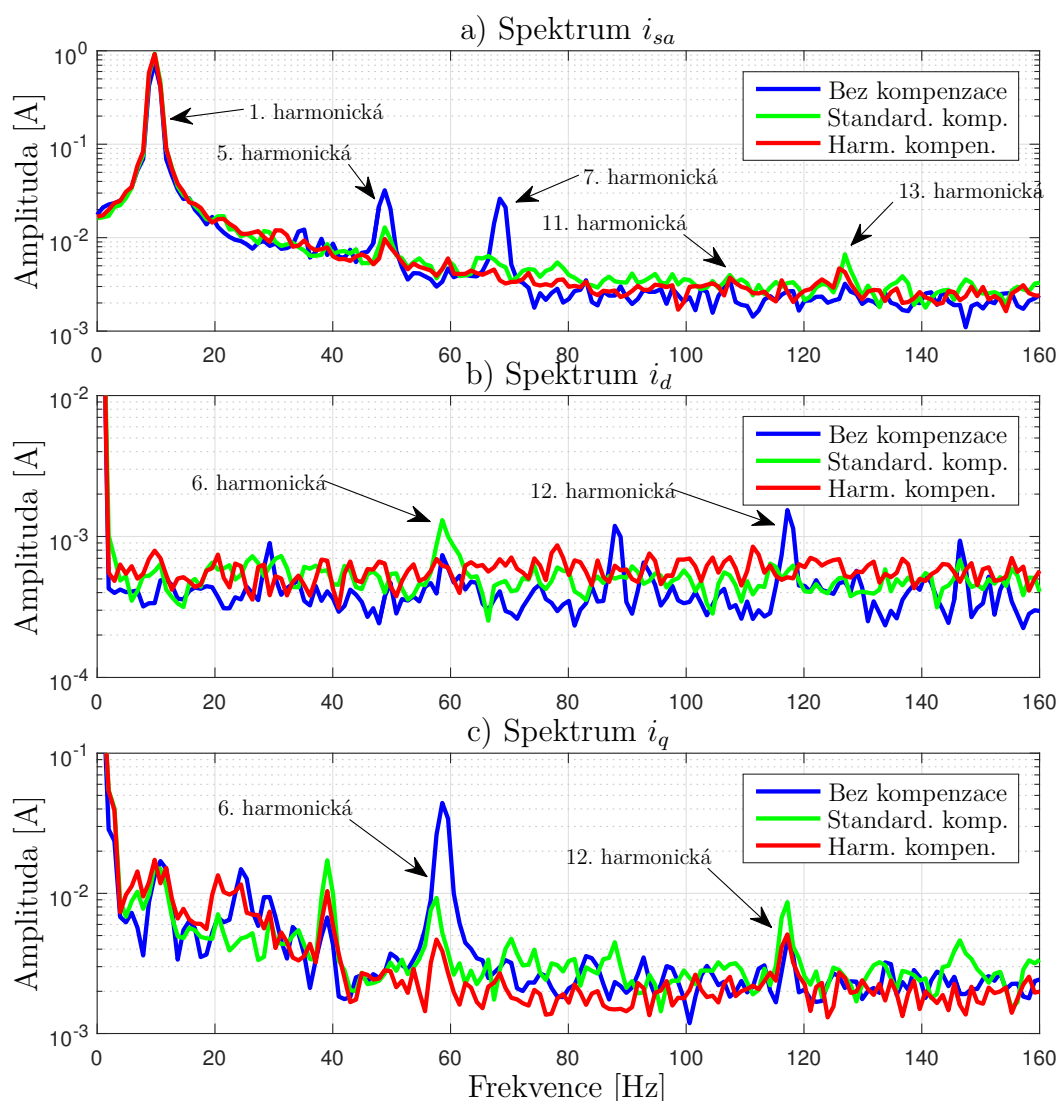
6.1.3 Výsledky experimentů

Kompenzační strategie s harmonickým kompenzátozem byla ověřena na reálném asynchronním motoru. Algoritmus vektorového řízení s popsanou kompenzační strategií je implementován do real-time platformy dSPACE DS1103. Implementované blokové schéma v prostředí MATLAB/Simulink je uvedeno v přílohách B.1 a B.2. Vliv mrtvých časů na kvalitu řízení je nejvýraznější, když motor operuje na nízkých, nebo středních otáčkách a bez zatížení [20]. Proto jsou výsledky experimentu prezentovány během ustáleného stavu motoru při mechanických otáčkách $\omega_r = 30$ rad/s. Další parametry experimentu jsou uvedeny v Tab. 6.6 a Tab. 6.5. Šířka pásma adaptivního filtru byla oproti simulacím zvýšena na hodnotu $\Omega = 0,01$, aby bylo zajištěno, že se zesílení filtru bude blížit k jedné na frekvenci 6. harmonické složky i při pulzaci měřených otáček ω_r motoru. Díky tomu nebude ovlivněna amplituda filtrované 6. harmonické složky.

Uvedené výsledky porovnávají případ bez jakékoliv kompenzace deformací výstupního napětí měniče s případem, kdy je použita standardní metoda kompenzace a případ, kdy je standardní metoda rozšířena o harmonický kompenzátor. Průběhy



Obr. 6.9: Srovnání průběhů proudů a rychlostí pro případ a)-d) bez kompenzace, e)-h) se standardní kompenzací a pro případ i)-l) standardní kompenzace rozšířenou o harmonický kompenzátor.



Obr. 6.10: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 30 rad/s). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

měřených rychlostí a proudů jsou zobrazeny na Obr. 6.9. Z nekompenzovaných průběhů fázových proudů jsou výrazně patrné deformace v oblasti kolem jejich průchodu nulovou hodnotou a další harmonické deformace, které jsou transformovány i do dq - složek proudu. Obě kompenzační strategie potlačují zmíněné negativní vlivy. Avšak navržený harmonický kompenzátor výrazně potlačí 6. harmonickou složku dq - složek proudu a tím i 5. a 7. harmonickou složku fázových proudů, jak dokazuje srovnání frekvenčních spekter proudů na Obr. 6.10 a značný pokles indexu $HRI_{5,7}$ v Tab. 6.2 především u 5. harmonické složky. Výsledný index HD harmonického zkreslení klesl z 1,62 % na 1,27 % oproti standardní verzi kompenzace (stav bez kompenzace $HD = 5,63$ %).

Použití adaptivního pásmového filtru k filtraci 6. harmonické složky přináší i jistá omezení. Fázový posuv vkládaný filtrem je velice malý, výrazně menší než 1° při

otáčkách rotoru 30 rad/s, v oblasti nízkých a středních otáček má fázový posuv na kompenzaci zanedbatelný vliv. Při vyšších rychlostech se fázový posuv začne projevovat více, což má negativní vliv na kvalitu kompenzace. Tento problém lze částečně odstranit úpravou šířky pásma Ω adaptivního filtru pro vyšší rychlosti. Při aplikaci harmonického kompenzátoru v oblasti vysokých otáček je nutné brát v úvahu realizační omezení, které vyplývá z nutnosti filtrovat a potlačit složky proudů na frekvenci šestkrát vyšší než je frekvence fázových proudů.

Dalším potencionálním omezením je možnost ovlivnění přechodového děje. Za předpokladu konstantního buzení, konstantních otáček rotoru a konstantní zátěže motoru je teoreticky proud v d - a q - složce konstantní, projevuje se jen zvlnění vyvolané přítomností násobků parazitní 6. harmonické složky. Dominantní 6. harmonická složka je odhadována adaptivním pásmovým filtrem se staticky omezeným výstupem. Nastavené limity statického omezení na výstupu filtru mají během přechodového děje v dq - složkách proudů vliv na výsledné příkazové napětí, protože může dojít k částečnému odfiltrování proudu vyvolaného přechodovým dějem, který bude potlačen kompenzační metodou. Vzhledem k tomu, že limity statického omezení jsou nastaveny v závislosti na velikosti amplitudy 6. harmonické, která je velice nízká, ovlivnění přechodového děje by mělo být minimální.

6.2 Klasická kompenzace rozšířena o rekonstrukci fázových proudů

Deformaci výstupního napětí měniče lze eliminovat během jednoho PWM cyklu pomocí dopředné vazby tak, že je k aktuálnímu příkazovému napětí přičteno kompenzační napětí, které je dáno vztahem (3.4), za předpokladu přesně známé plochy napěťové chyby v_{dead} a polaritý kompenzačního napětí. Pokud nebudou obě složky přesně známy, výsledky kompenzace nemohou být uspokojivé.

Podrobným popisem problematiky detekce polaritý fázových proudů se zabývá kapitola 3.4.6. V mnoha pracích je tento problém eliminován různými způsoby. Například jednoduchou filtrací šumu fázových proudů pomocí filtru typu dolní propust (LPF), nebo transformací proudů do dq - souřadnic a následnou filtrací pomocí LPF a zpětnou transformací do abc - souřadnic. Autoři v tomto případě vychází z předpokladu, že proudy i_{dq} jsou v ustáleném stavu konstantní a lze je lépe filtrovat [11]. Těmito způsoby lze získat čistý průchod fázových proudů nulovou hodnotou, ale také bezpochyby dojde k fázovému posunu filtrovaného signálu ve srovnání s měřeným proudem. Tento fázový posuv může v definované kritické oblasti rovněž vést k nepřesné detekci polaritý a tím i k chybné kompenzaci. Další možností jak docílit čistého průchodu fázových proudů nulovou hodnotou je proudy odhadovat

[7, 60].

Proto bylo cílem navrhnout metodu kompenzace, která získá čistý průchod fázových proudů v oblasti kolem nulové hodnoty bez nežádoucího fázového posuvu. Za tímto účelem byl sestaven pozorovatel proudů v $\alpha\beta$ -souřadnicovém systému založený na Kalmanově filtraci. Ověření navrhovaného přístupu na reálném pohonu bylo publikováno v [63].

6.2.1 Model asynchronního motoru pro aplikaci Kalmanova filtru

K vykonávání algoritmu Kalmanova filtru je nutné nejprve sestavit stavový model systému, jehož stavy mají být odhadovány. Model třífázového asynchronního motoru bude sestaven ve dvoufázovém $\alpha\beta$ -souřadnicovém systému, čímž dojde ke snížení počtu rovnic. Strukturou bude vycházet z T-modelu [4, 42]. Odvození je provedeno za předpokladu, že stator motoru má symetricky rozložené vinutí, jehož hodnoty odporů a indukčností jsou pro všechny tři fáze stejné a konstantní. Dále se předpokládá zanedbání ztrát v železe a konstantnost vzduchové mezery mezi statorem a rotorem [32].

Rovnice satorových napětí

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha} \quad (6.7)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Psi_{s\beta} \quad (6.8)$$

Rovnice rotorových napětí

$$v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha} + p_p \omega_r \Psi_{r\beta} \quad (6.9)$$

$$v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta} - p_p \omega_r \Psi_{r\alpha} \quad (6.10)$$

kde $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$, $v_{r\alpha}$, $v_{r\beta}$ a $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ reprezentují napětí respektive proudy statoru a rotoru, $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ a $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ jsou magnetické toky statoru a rotoru. R_s a R_r značí odpor statoru a rotoru, ω_r mechanickou rychlost rotoru a p_p udává počet pólových dvojic.

Rovnice pro spřažené magnetické toky statoru a rotoru jsou dány následovně

$$\Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (6.11)$$

$$\Psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (6.12)$$

$$\Psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (6.13)$$

$$\Psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (6.14)$$

kde L_s a L_r reprezentují statorovou a rotorovou indukčnost a L_m magnetizační indukčnost.

Moment motoru M_e je dán rovnicí

$$M_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (6.15)$$

Spřažené magnetické toky statoru a rotoru jsou zvoleny za stavové proměnné ve stavovém popisu asynchronního motoru, který je získán dosazením vztahů (6.11-6.14) do rovnic pro statorová a rotorová napětí a následnou úpravou

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha} \\ \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

kde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & -p_p \omega_r \\ 0 & \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & p_p \omega_r & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

a kde σ značí činitel celkového rozptylu.

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r} \quad (6.18)$$

Vstupní vektor $\mathbf{u}(t)$ obsahuje příkazová napětí $v_{s\alpha}$ a $v_{s\beta}$ před kompenzací. Měřená rychlost rotoru ω_r vstupuje do stavové matice \mathbf{A} jako parametr, který můžeme v ideálním případě považovat za konstantní, jelikož rychlost ω_r mění svoji hodnotu výrazně pomaleji v porovnání s elektrickými ději asynchronního motoru.

6.2.2 Kompenzační strategie s detekcí polaritý odhadova- ných proudů

Následně je třeba převést stavový model ve spojitě časové oblasti do oblasti v diskretním čase z důvodu implementace na reálném asynchronním motoru. K diskretizaci je využita Eulerova aproximace s periodou vzorkování T_s .

$$\begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha}(k) \\ \Psi_{s\beta}(k) \\ \Psi_{r\alpha}(k) \\ \Psi_{r\beta}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_z(k) \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha}(k-1) \\ \Psi_{s\beta}(k-1) \\ \Psi_{r\alpha}(k-1) \\ \Psi_{r\beta}(k-1) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_z(k) \begin{bmatrix} v_{s\alpha}(k-1) \\ v_{s\beta}(k-1) \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_z(k) \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha}(k) \\ \Psi_{s\beta}(k) \\ \Psi_{r\alpha}(k) \\ \Psi_{r\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

kde

$$\mathbf{A}_z(k) = (\mathbf{I} - T_s \mathbf{A}) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s L_m T_s}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_s T_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s L_m T_s}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r L_m T_s}{\sigma L_s L_r} & 0 & 1 - \frac{R_r T_s}{\sigma L_r} & -p_p \omega_r T_s \\ 0 & \frac{R_r L_m T_s}{\sigma L_s L_r} & p_p \omega_r T_s & 1 - \frac{R_r T_s}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$\mathbf{B}_z(k) = T_s \mathbf{B} = \begin{bmatrix} T_s & 0 \\ 0 & T_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_z(k) = \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

Diskrétní stavové rovnice (6.19-6.22) jsou použity KF algoritmem, který popisují rovnice (4.8)-(4.14), k odhadu statorových a rotorových toků ($\Psi_{s\alpha\beta}$, $\Psi_{r\alpha\beta}$). Pro snížení výpočetní náročnosti algoritmu lze snadno předpočítat matice \mathbf{B}_z a \mathbf{C}_z , jelikož jsou nezávislé na stavech a nevstupuje do nich žádný parametr. Situace v případě matice \mathbf{A}_z je trochu komplikovanější, protože na třetím a čtvrtém řádku do matice vstupují měřené otáčky rotoru ω_r jako parametr. Pokud vyjdeme z předpokladu, že se otáčky rotoru ω_r mění pomalu ve srovnání s elektrickými veličinami motoru, lze je považovat za konstantní. V případě, že by otáčky ω_r nebyly měřeny, a nebo se neměnily pomalu vzhledem k elektrickým veličinám motoru, musela by být provedena linearizace modelu motoru v okolí pracovního bodu, který by byl

dán aktuálním odhadem stavů. Následně by musela být problematika odhadu stavů řešena pomocí rozšířené Kalmanovy filtrace (viz kapitola 4.2).

Rozměry kovariančních matic \mathbf{P} a \mathbf{Q} jsou dány počtem stavů, mají stejný rozměr jako matice \mathbf{A}_z 4x4, rozměr kovarianční matice \mathbf{R} 2x2 je dán počtem měřených proudů. Kovarianční matice šumu měření \mathbf{Q} a šumu procesu \mathbf{R} jsou voleny jako diagonální. Při tomto zjednodušení se předpokládá, že jak šum měření $\mathbf{v}(k)$ tak šum procesu $\mathbf{w}(k)$ jsou vzájemně nekorelované. Dalšího zjednodušení lze dosáhnout za předpokladu, že magnetické toky statoru i rotoru jsou v jednotlivých souřadnicích ovlivněny stejným šumem. Díky tomu lze nastavit kovarianční matice \mathbf{Q} a \mathbf{R} jen pomocí tří koeficientů q_{11} , q_{33} a r_{11} .

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{33} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 \\ 0 & r_{11} \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

Aposteriorní odhady statorových proudů $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}^+$ jsou získány zpětnou transformací proudů $\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta}^+$ z rovnice (6.24) do abc - souřadnicového systému, kde stavový vektor $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$ obsahuje aposteriorní odhady magnetických toků statoru a rotoru.

$$\hat{\mathbf{i}}_{s\alpha\beta}^+(k) = \mathbf{C}_z(k)\hat{\mathbf{x}}^+(k) \quad (6.24)$$

Výsledná kompenzační napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$ jsou dána dle rovnice (6.25), kde velikost v_{dead} je dána vztahem (3.12) a polarita je určena z odhadu statorových proudů $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}^+$.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{v_{dead}}{3} \begin{bmatrix} 2\text{sign}(\hat{i}_{sa}^+) - \text{sign}(\hat{i}_{sb}^+) - \text{sign}(\hat{i}_{sc}^+) \\ \sqrt{3}\text{sign}(\hat{i}_{sb}^+) - \sqrt{3}\text{sign}(\hat{i}_{sc}^+) \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

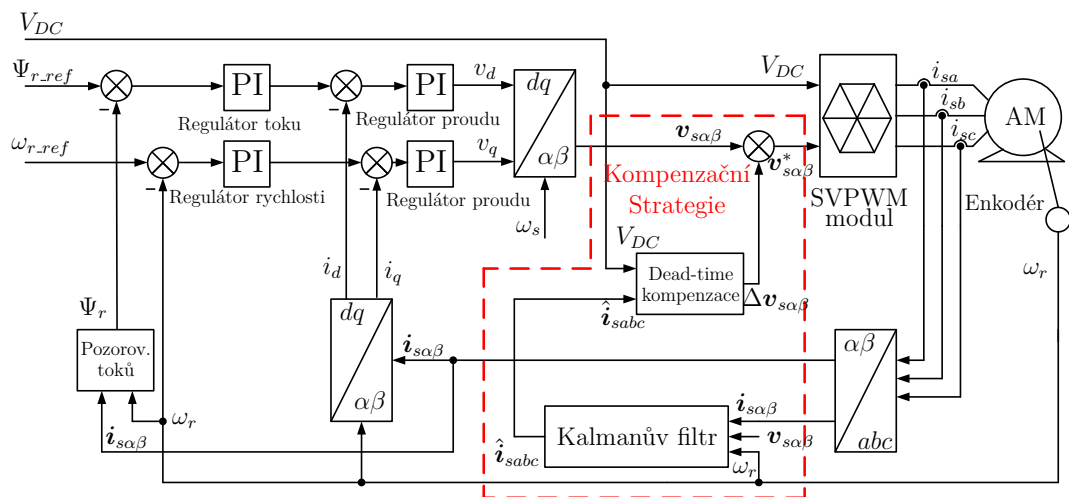
Následně jsou kompenzační napětí $\Delta v_{s\alpha}$ a $\Delta v_{s\beta}$ přičtena k příkazovým napětím a tím jsou získána výsledná výstupní napětí v $\alpha\beta$ - souřadnicovém systému.

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha}^* \\ v_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_{s\alpha} \\ \Delta v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

Hlavní nevýhodou kompenzační strategie je vysoká výpočetní náročnost algoritmu Kalmanova filtru, která je dána tím, že nelze předpočítat matici Kalmanova zisku \mathbf{K} . Koeficienty v matici \mathbf{K} konvergují ke konstantním hodnotám pouze v případě, že motor operuje v ustáleném stavu, když jsou vstupující měřené otáčky ω_r konstantní.

6.2.3 Výsledky simulací

Kompenzační strategie a rekonstruktor fázových proudů založený na KF byl začleněn do algoritmu vektorového řízení, jehož blokový diagram je uveden na Obr. 6.11.

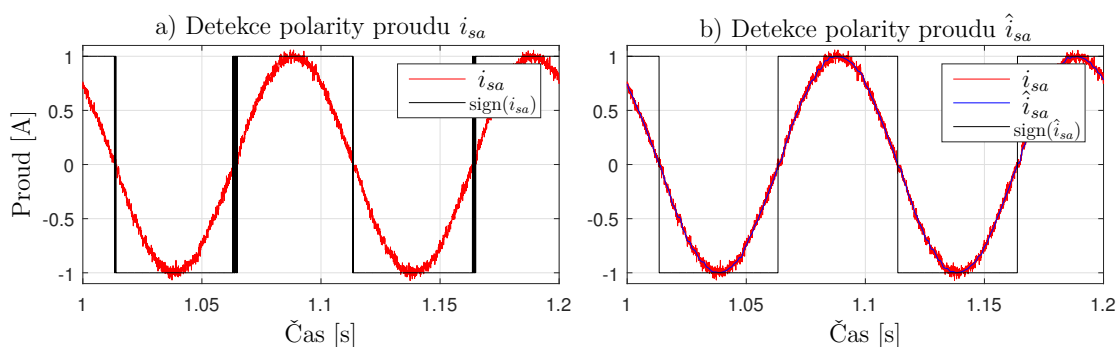


Obr. 6.11: Blokový diagram vektorového řízení pro asynchronní motor s kompenzací rušivých napětí.

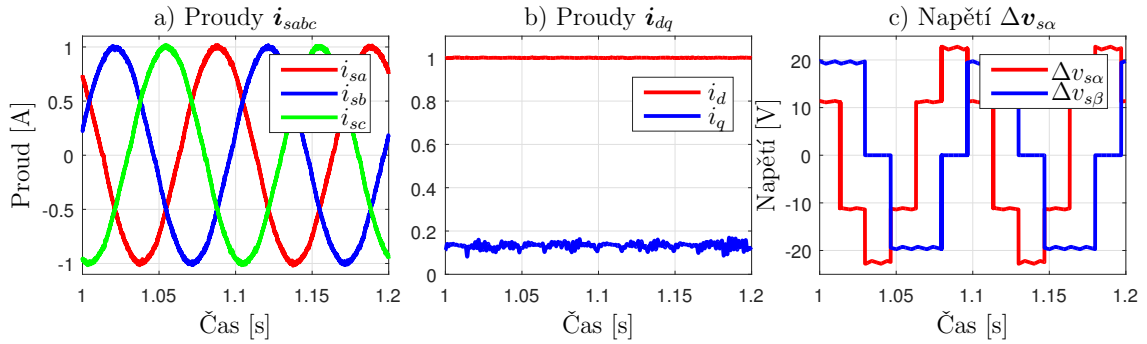
V první fázi byl KF algoritmus realizován ve formě S-funkce kvůli snadné modifikovatelnosti a rychlému ověření funkce. Ve druhé fázi byl převeden do formy blokového diagramu, která je vhodná k automatickému generování kódu a pro následnou implementaci do platformy dSPACE 1103. Blokový diagram KF algoritmu strukturou odpovídá schématu KF z Obr. (5.24) pro odhad rušivého napětí.

Funkce kompenzační strategie byla ověřena formou simulací. Parametry asynchronního motoru a katalogové parametry spínacích prvků měniče použité v simulaci jsou uvedeny v Tab. 6.6 a 6.5. KF algoritmus pracuje na stejné periodě vzorkování $T_s = 62,5 \mu s$ jako proudová smyčka vektorového řízení.

Porovnání způsobů detekce polarity fázového proudu i_{sa} při kompenzaci je uvedeno na Obr. 6.12. V uvedeném případě byla během simulace zvýšena výkonová spektrální hustota šumu (PSD z $1 \cdot 10^{-8}$ na $5 \cdot 10^{-8}$), který je přidáván k fázovým proudům asynchronního motoru pro lepší názornost popisované problematiky. V případě a) je použita konvenční metoda kompenzace, polarita je detekována přímo z měřeného proudu i_{sa} . Vysokofrekvenční šum obsažený ve fázovém proudu i_{sa} se



Obr. 6.12: Srovnání detekce polarity z měřeného a odhadovaného proudu.



Obr. 6.13: Průběhy proudů a kompenzačních napětí.

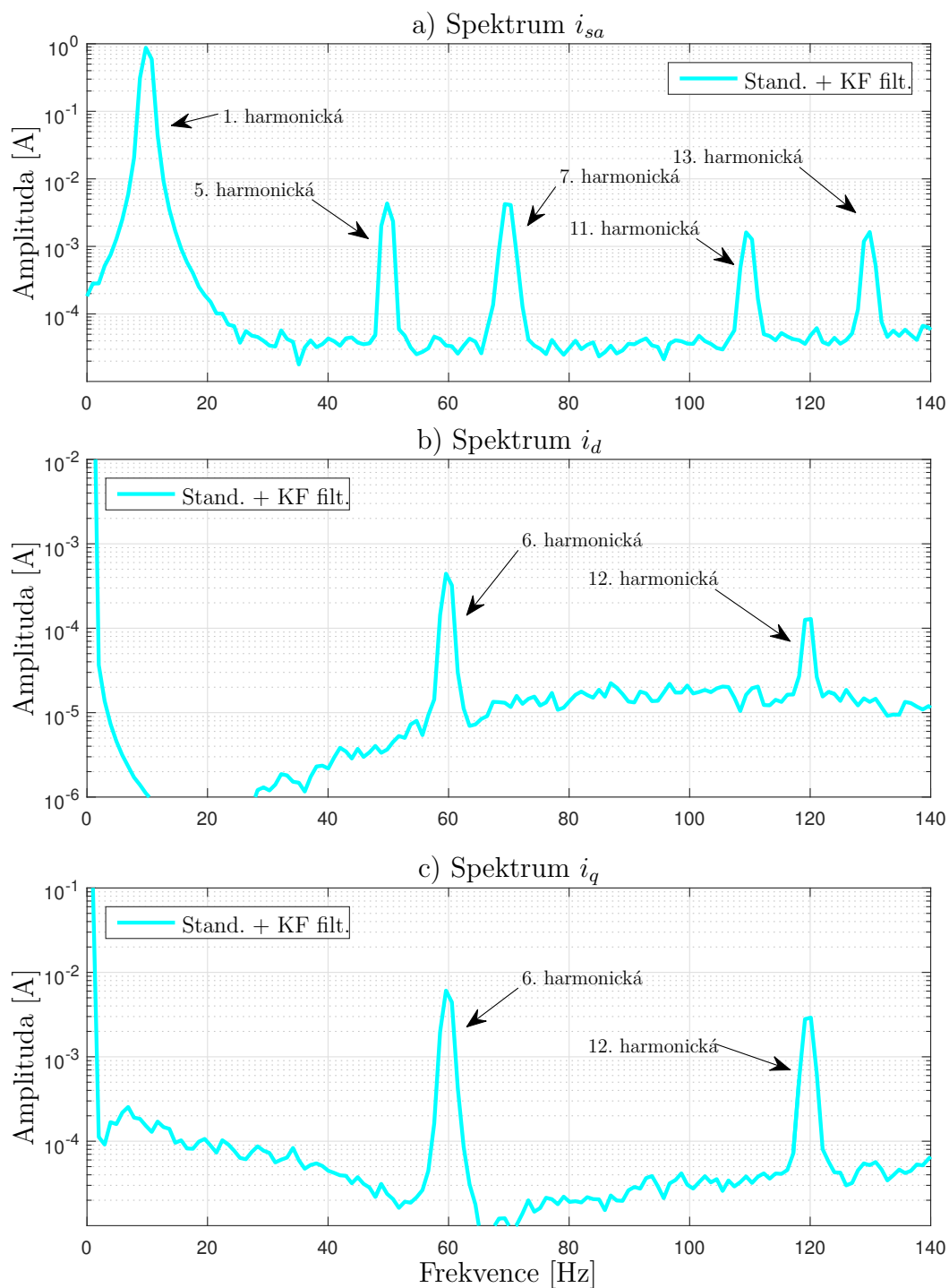
při určení polaritu v oblasti průchodu i_{sa} nulovou hodnotou projevuje mnohonásobnou detekcí průchodu, která způsobí dramatické změny kompenzačního napětí v $\alpha\beta$ - souřadnicích. Nepřesná detekce polaritu v této oblasti se může projevit chybnou kompenzací a další nežádoucí deformací výstupního napětí měniče.

V případě b) se podařilo tento nepříznivý jev výrazně potlačit díky využití odhadovaných proudů k detekci polaritu. Odhady nejsou zatíženy vysokofrekvenčním šumem a díky tomu lze získat čistý průchod proudu \hat{i}_{sa} (modrý průběh) v oblasti kolem nuly. Také nejsou zatíženy fázovým posuvem, který by vznikl použitím klasických filtrů typu dolní propust. Výsledky simulací byly publikovány ve článku [63].

Další výsledky jsou již z důvodu výsledného srovnání navrhovaných metod kompenzace prezentovány za stejných podmínek jako v případě předchozí metody využívající harmonický kompenzátor (Kapitola 6.1), tedy při rychlosti rotoru 30 rad/s a zatížení 0.2 Nm. Na Obr. 6.13 je uveden průběh měřených proudů v abc - a dq -souřadnicích při kompenzaci deformací výstupních napětí měniče pomocí kompenzačních napětí z Obr. 6.13 c). Spektrum jednotlivých složek proudu je uvedeno na Obr. 6.14. Díky filtraci fázových proudů bylo dosaženo kvalitnější kompenzace než v případě použití standardní kompenzace (viz Obr. 6.8 a zelené spektrum na Obr. 6.7), což dokazuje mírný pokles parazitních harmonických složek a HD indexu v Tab. 6.1.

Tab. 6.1: Harmonické zkreslení proudů - Simulace (asynchronní motor)

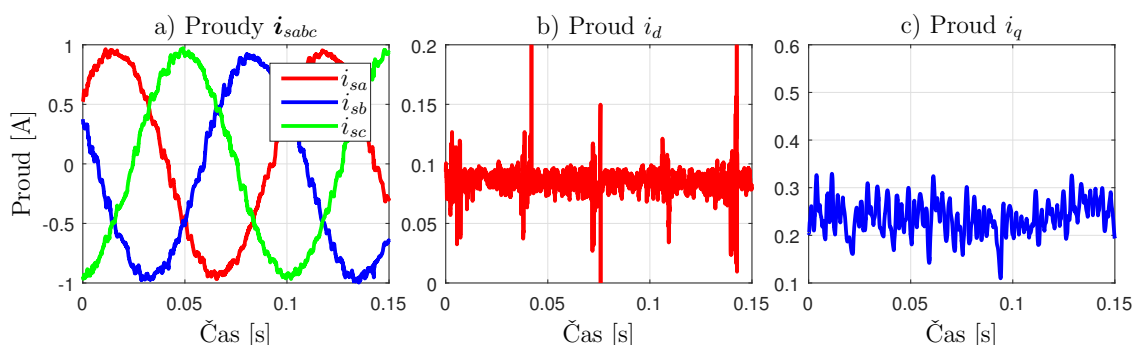
Metoda	5. harm. $f_5 = 49,8 \text{ Hz}$ HRI_5 [%]	7. harm. $f_7 = 69,34 \text{ Hz}$ HRI_7 [%]	11. harm. $f_{11} = 109,4 \text{ Hz}$ HRI_{11} [%]	13. harm. $f_{13} = 128,9 \text{ Hz}$ HRI_{13} [%]	HD [%]
Bez kompenzace	3,2	6,28	1,48	1,99	7,47
Standardní komp.	0,49	0,58	0,22	0,24	0,82
Harm. kompenzátor	0,36	0,42	0,21	0,26	0,65
Rek. fázových proudů	0,47	0,48	0,19	0,18	0,74



Obr. 6.14: Srovnání frekvenční spektrum proudů. a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

6.2.4 Výsledky experimentů

Kompenzační strategie byla opět ověřena na reálném průmyslovém asynchronním motoru, aby byla potvrzena správnost teoretického přístupu. K řízení pohonu byla opět využita real-time platformou dSPACE DS1103. Algoritmus kompenzační strategie zůstal bez změny oproti simulaci. Pouze došlo ke změně nastavení kovariancí v kovariančních maticích \mathbf{Q} a \mathbf{R} , aby bylo dosaženo požadovaného chování pozorovatele fázových proudů. Kalmanův filtr ve shodně se simulacemi opět pracuje na stejné periodě vzorkování jako proudové regulátory $T_s = 62,5 \mu s$. Výsledky experimentu jsou měřeny během ustáleného stavu a za stejných podmínek jako při ověření předcházející kompenzační strategie s harmonickým kompenzátozem.



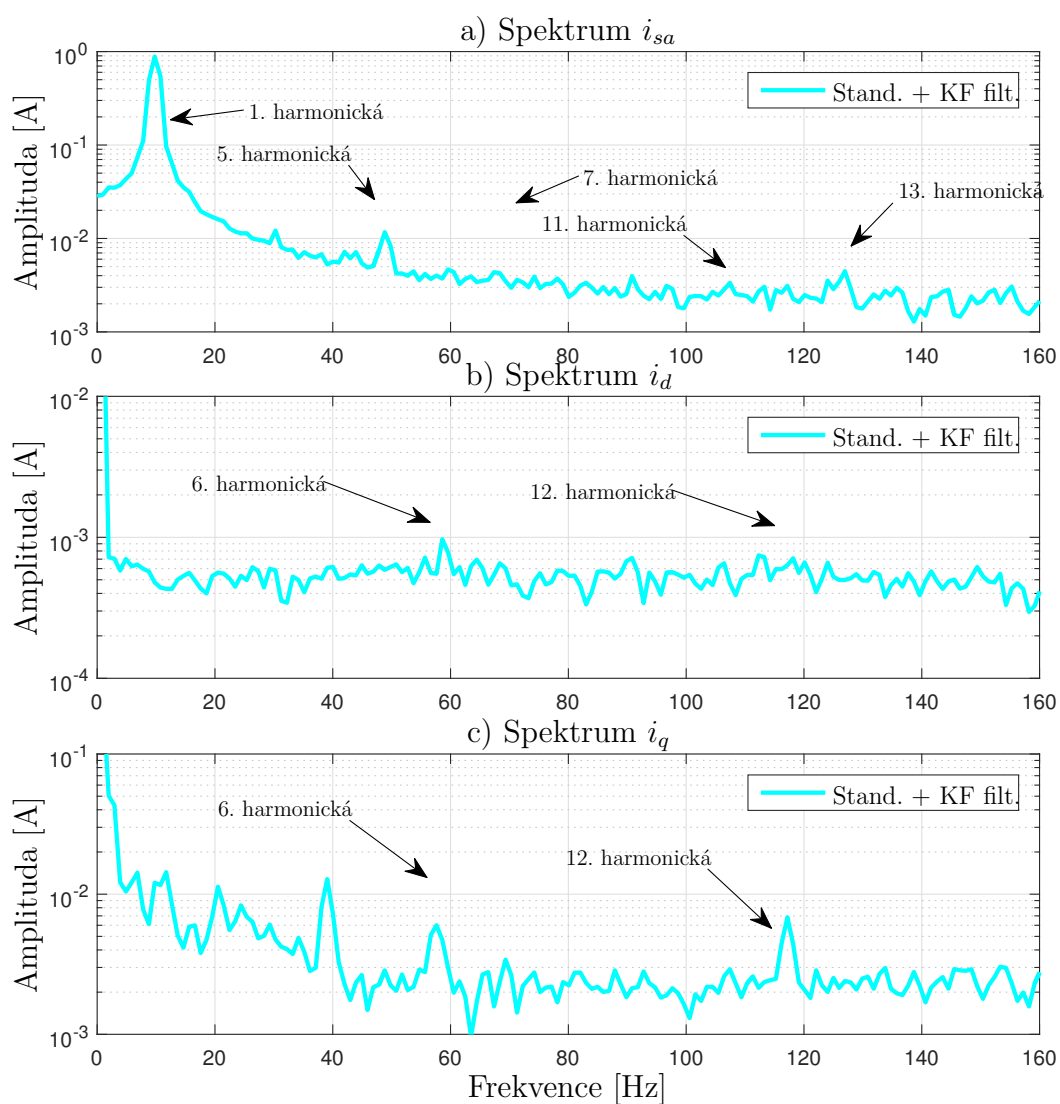
Obr. 6.15: Průběh proudů pro případ standardní kompenzace rozšířené o rekonstrukci fázových proudů.

Kompenzací výstupního napětí měniče bylo dosaženo potlačení harmonického zvlnění dq - složek proudu a fázových proudů, jak dokládá průběh proudů na Obr. 6.15 a frekvenční spektrum uvedených proudů z Obr. 6.16. Díky detekci polarity z odhadovaných proudů $\hat{\mathbf{i}}_{sabc}^+$ bylo dosaženo výraznějšího potlačení parazitních harmonických složek oproti standardnímu přístupu (Obr. 6.9, Obr. 6.8), především u 7. harmonické složky, jak je uvedeno v Tab 6.2. Index harmonického zkreslení díky tomu

Tab. 6.2: Harmonické zkreslení proudů - experiment (asynchronní motor)

Metoda	5. harm. $f_5 = 48,83 \text{ Hz}$ $HRI_5 [\%]$	7. harm. $f_7 = 68,36 \text{ Hz}$ $HRI_7 [\%]$	11. harm. $f_{11} = 107,4 \text{ Hz}$ $HRI_{11} [\%]$	13. harm. $f_{13} = 127 \text{ Hz}$ $HRI_{13} [\%]$	$HD [\%]$
Bez kompenzace	4,35	3,54	0,38	0,32	5,63
Standardní komp.	1,38	0,68	0,37	0,34	1,62
Harm. kompenzátor	1,05	0,49	0,35	0,38	1,27
Rek. fázových proudů	1,32	0,49	0,30	0,40	1,49

klesl z 1,62 % na 1,49 %.



Obr. 6.16: Srovnání frekvenční spektrum proudů. a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu (otáčky 30 rad/s).

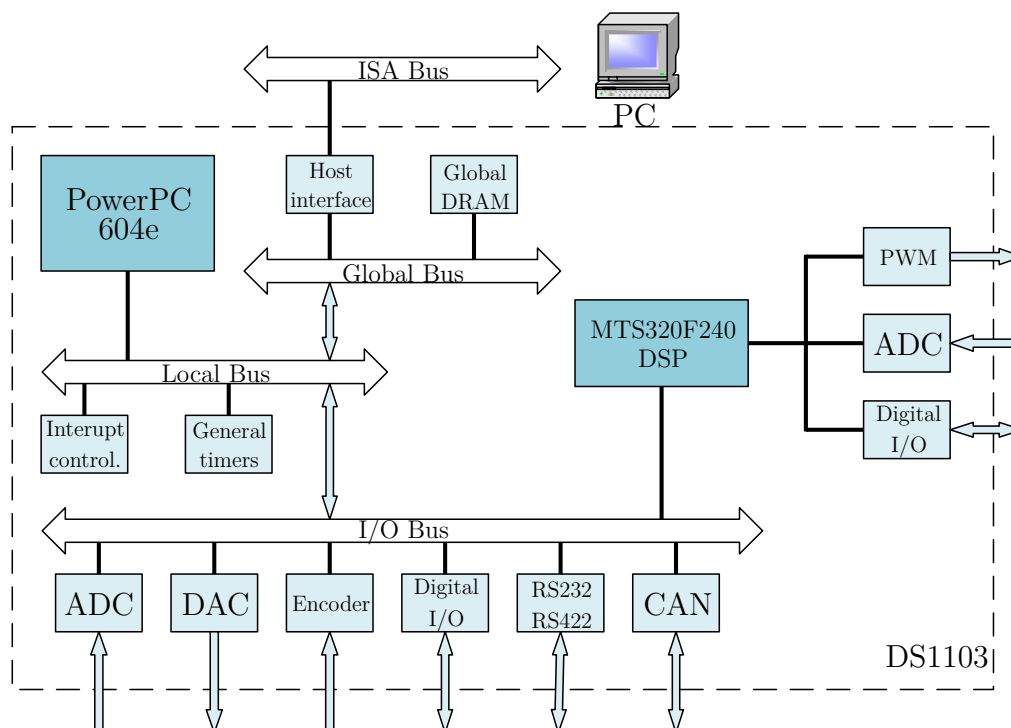
6.3 Realizace a použitý hardware

V této kapitole budou stručně popsány řízené systémy se střídavými pohony (PMSM, asynchronní motor) a platforma dSPACE DS1103, která byla využita při implementaci řídicího algoritmu vektorového řízení s navrženými kompenzačními strategiemi.

6.3.1 Platforma dSPACE DS1103

Ověření dílčích částí nebo celého řídicího algoritmu na reálném pohonu je poslední fází při vývoji nových algoritmů. Testované algoritmy často kladou vysoké nároky na výpočetní výkon řídicí platformy. Proto byla pro ověření navržených algoritmů zvolena platforma reálného času dSPACE DS1103, která umožňuje rychlý vývoj a testování aplikací na reálných pohonech. Především díky knihovně RTI (Real-Time Interface), která umožňuje kompilaci kódu ve formě blokového diagramu v prostředí MATLAB/Simulink přímo do jazyka C. Tato možnost velmi zrychluje přechod od simulace k ověření algoritmu na reálném pohonu [35].

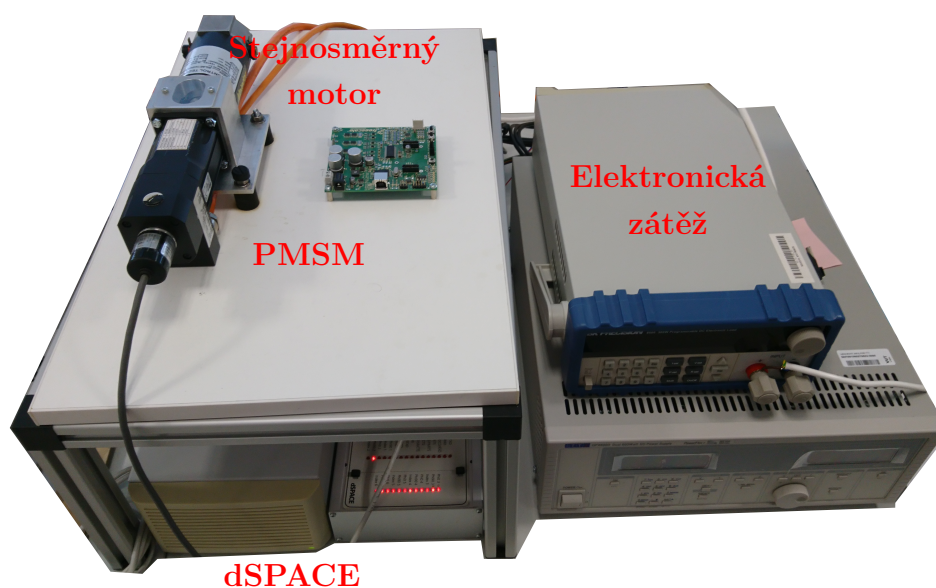
Platforma dSPACE DS1103 je vybavena procesorem PowerPC 604e, jemuž je podřízen signálový procesor (DSP) TMS320F240, jenž se stará o generování PWM a obsluhu A/D převodníků. Schéma vnitřní architektury platformy dSPACE DS1103 je uvedeno na Obr. 6.17.



Obr. 6.17: Vnitřní architektura platformy dSPACE DS1103.

6.3.2 Řízený systém s PMSM

Navržené kompenzační algoritmy jsou testovány na vektorově řízeném PMSM (TGT2-0032), který je spřažen se stejnosměrným motorem (Matador DCM2B 30/03 A1), jenž slouží ke generování zatěžovacího momentu. Výbava platformy DS1103 standardně nezahrnuje výkonové prvky, proto je PMSM připojen k výkonové desce se spínacími prvky typu MOSFET (IPB049NE7N3). Řídící PWM signály jsou přivezeny na výkonovou desku prostřednictvím vstupního rozhraní, které podporuje úroveň logiky TTL. Parametry PMSM a měniče jsou uvedeny v Tab. 6.4 a v Tab. 6.3.



Obr. 6.18: Řízený systém s PMSM.

Měření fázových proudů je provedeno pomocí malých, teplotně stálých, rezistorů tzv. shunt rezistorů, které jsou umístěny na výstupu měniče na vinutí motoru. V tomto zapojení proud teče přes shunt rezistory vždy, když teče vinutím motoru. Okamžik

Tab. 6.3: Specifikace parametrů měniče

Parametr	Symbol	Hodnota
Napětí na stejnosměrném meziobvodu	V_{DC}	20 V
Perioda PWM	T_{PWM}	62,5 μ s
Mrtvá doba	T_d	0,5 μ s
Doba sepnutí tranzistoru	t_{on}	0,025 μ s
Doba rozepnutí tranzistoru	t_{off}	0,038 μ s

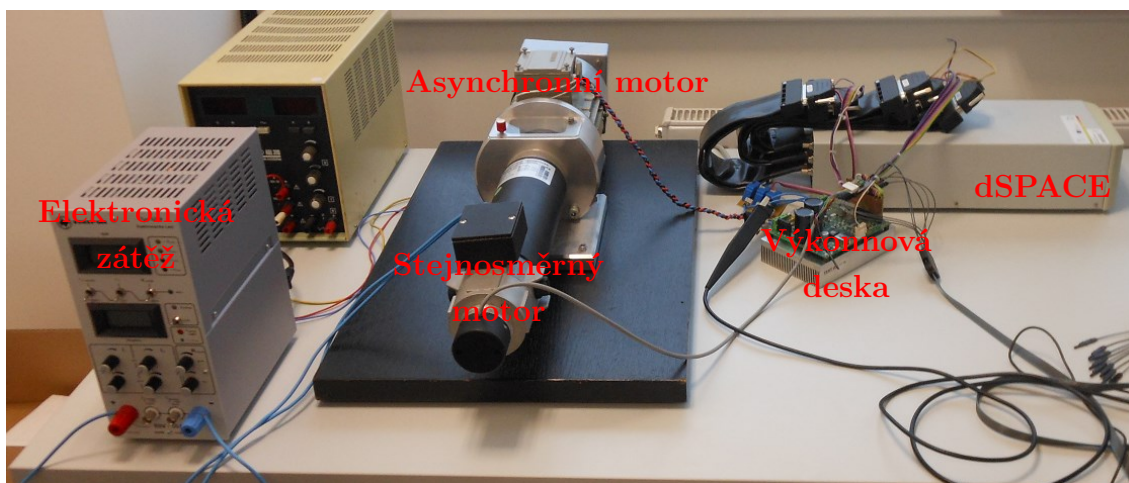
Tab. 6.4: Specifikace parametrů PMSM

Parametr	Symbol	Hodnota
Odpor statoru	R_s	0,55 Ω
Podélná indukčnost	L_d	220 μH
Příčná indukčnost	L_q	250 μH
EMF konstanta	λ_m	0,00905 Vs/rad
Moment setrvačnosti	J_m	0,00003582 kgm ²
Počet pólových dvojic	p_p	3
Jmenovité napětí	V_n	30 V
Jmenovitý proud	I_n	5,2 A
Jmenovitý moment	T_n	0,32 Nm
Jmenovité otáčky	ω_n	3000 RPM

snímání proudu je nutné správně načasovat, aby nebyly ovlivněny přechodovým dějem, který vzniká při změně potenciálu při sepnutí spínacích prvků v dané větvi prostřednictvím kapacitní vazby. Za tímto účelem je vygenerováno přerušení od DSP procesoru ve středu řídicího PWM signálu výkonového prvku. V tomto okamžiku by mělo být na rezistoru změřeno napětí, které odpovídá střední hodnotě proudu protékajícího danou fází motoru.

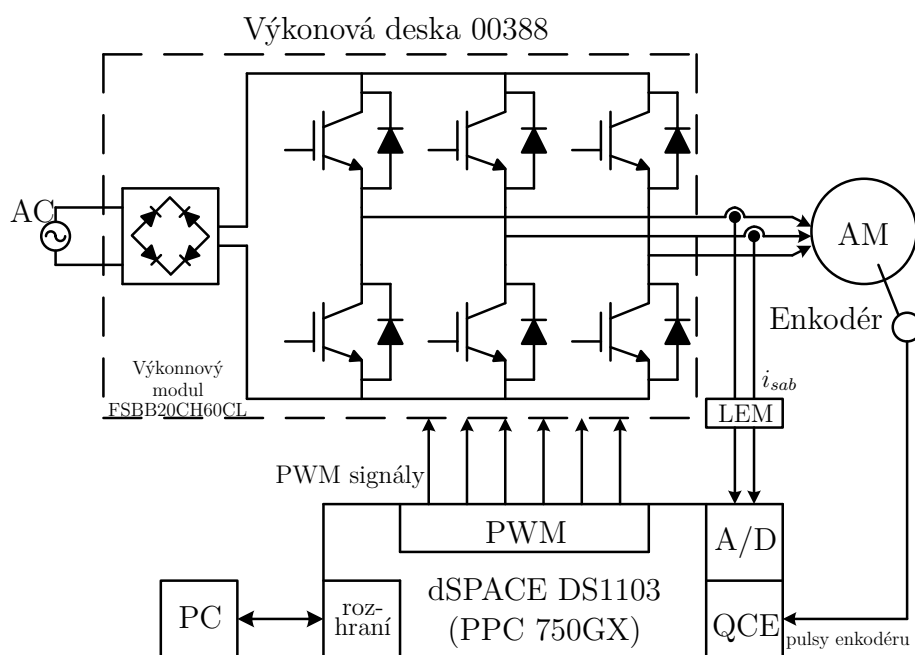
6.3.3 Řízený systém s asynchronním motorem

Kompenzační strategie, které byly navrženy pro vektorově řízený asynchronní motor a otestovány v simulacích, jsou ověřeny na 290 W asynchronním motoru typu 1LA7070-4AB10 od firmy Siemens. Blokové schéma propojení pohonného systému je uvedeno na Obr. 6.20. Asynchronní motor je opět spřažen se stejnosměrným motorem (Matador DCM3F 30/14 A2), jenž slouží ke generování zatěžovacího momentu. Výkonová deska je stejně jako v předešlém případě řízena PWM signály z platformy dSPACE DS1103. Fázové proudy jsou měřeny pomocí dvou lemů, které jsou zapojeny na výstupu měniče. Proud tekoucí třetí fází je dopočten na základě předpokladu, že součet všech fázových proudů je roven nule ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$). Hodnoty proudů jsou opět snímány ve středu PWM pulsů spínacích prvků. MATLAB/Simulink blokové schéma řídicího algoritmu asynchronního motoru pro platformu DS1103. je uvedeno v příloze B.1. Stejnosměrný motor během experimentů



Obr. 6.19: Řízený systém s asynchronním motorem.

opět slouží ke generování zatěžovacího momentu pro asynchronní motor viz rozložení řízeného systému na Obr. 6.19. Parametry motoru a IGBT modulu (Smart Power Modul FSBB20CH60CL) jsou uvedeny v Tab. 6.6 respektive Tab. 6.5.



Obr. 6.20: Blokové schéma zapojení systému s asynchronním motorem.

Tab. 6.5: Specifikace parametrů měniče

Parametr	Symbol	Hodnota
Napětí na stejnosměrném meziobvodu	V_{DC}	300 V
Perioda PWM	T_{PWM}	62,5 μs
Mrtvá doba	T_d	3 μs
Doba sepnutí tranzistoru	t_{on}	0,3 μs
Doba rozepnutí tranzistoru	t_{off}	0,45 μs
Napěťový úbytek na tranzistoru	V_{sat}	2 V
Napěťový úbytek na diodě	V_d	2.5 V

Tab. 6.6: Specifikace parametrů použitého asynchronního motoru

Parametr	Symbol	Hodnota
Odpor statoru	R_s	33 Ω
Odpor rotoru	R_r	32 Ω
Statorová indukčnost	L_s	968.9 mH
Rotorová indukčnost	L_r	968.9 mH
Vzájemná indukčnost	L_m	900 mH
Moment setrvačnosti	J_m	0,0015 kgm ²
Počet pólových dvojic	p_p	2
Jmenovitý výkon	P_n	250 W
Jmenovité napětí	V_n	230/400 V
Jmenovitý proud	I_n	1,34/0,77 A
Jmenovité otáčky	ω_n	1350 RPM

ZÁVĚR

Shrnutí: Hlavním cílem disertační práce bylo provedení analýzy nelinearit napěťového měniče a následný návrh kompenzačních algoritmů, které potlačí negativní projevy nelinearit při řízení střídavých elektrických pohonů. V úvodu práce byl podrobně rozebrán vliv dominantní nelinearity mrtvé doby a dalších nelinearit na deformaci výstupního napětí měniče. Dále byla provedena harmonická analýza této napěťové deformace, která popisuje harmonické zkreslení napětí a vznik parazitních harmonických složek v $\alpha\beta$ - a dq - souřadnicovém systému u vektorově řízených střídavých elektrických pohonů. Harmonické zkreslení napětí se také přeneslo do příslušných proudů, kde se projeví vznikem parazitních harmonických složek na odpovídajících frekvencích. Na základě provedené analýzy a rozboru současného stavu problematiky bylo navrženo několik kompenzačních strategií, které rozšiřují stávající metody, nebo přicházejí s novým přístupem. Práce se zaměřuje pouze na metody, které lze aplikovat bez zásahu do konstrukce měniče. Cílem při jejich návrhu bylo dosažení kompromisu mezi maximálním potlačením negativních projevů nelinearit a celkovou jednoduchostí kompenzačního algoritmu (výpočetní náročnost, aplikovatelnost, složitost nastavení). Při návrhu byly upřednostňovány metody, které jsou nezávislé na parametrech měniče a typu použitého spínacího prvku. Výsledkem práce je návrh tří pokročilých algoritmů pro kompenzaci nelinearit měniče při řízení PMSM a návrh dvou algoritmů pro asynchronní motory. Procesu návrhů a jejich následnému ověření pomocí simulací a reálných experimentů na PMSM a asynchronním motoru je vyhrazena druhá část práce.

Dosažené cíle: Za účelem odhadu rušivých napětí byl sestaven pozorovatel v přírůstkovém tvaru, který je založen na modelu PMSM. Mezi jeho přínosy patří zavedení váhování odchylek mezi měřenými a odhadovanými proudy. Většina standardně používaných pozorovatelů při odhadu kompenzačních napětí pracuje pouze s modelem PMSM v dopředné vazbě bez možnosti jakkoliv ovlivnit jeho dynamiku. U navrhovaného pozorovatele je možné dynamiku snadno nastavit pouze pomocí dvou vah. Dále jeho aplikovatelnost na různé typy měničů bez závislosti na typu použitých spínacích prvků a znalosti dalších parametrů. Naopak, pozorovatel je závislý na relativně přesné znalosti parametrů PMSM, bez kterých nelze dosáhnout uspokojivých výsledků.

Další zcela nový přístup je založen na pozorovateli, který využívá Kalmanovu filtraci. Díky tomu je získán odhad velikosti průměrného ztrátového napětí během jedné periody PWM, které se běžně určuje na základě parametrů měniče. Kvalita kompenzace byla v dalším kroku ještě zvýšena, v rámci detekce polarit fázových proudů byly měřené proudy nahrazeny jejich odhady. Díky tomu byl získán hladký

průchod kritickou oblastí kolem jejich nulové hodnoty. Největším problémem při aplikaci pozorovatele je vysoká výpočetní náročnost algoritmu Kalmanova filtru a nutnost nastavit kovarianční matice, což může být obtížnější ve srovnání s nastavením ostatních prezentovaných kompenzačních strategií. Tento pozorovatel byl v rámci nové publikace [70] modifikován k přímému odhadu kompenzačních napětí v dq -souřadnicovém systému. Díky tomu odpadá nutnost detekce polarity proudu k určení kompenzačních napětí, za cenu rozšíření modelu PMSM o čtvrtý stav.

Poslední metoda kompenzace navržená pro PMSM kombinuje adaptivní přístup s pozorovatelem rušivých napětí a tím kombinuje i výhody obou přístupů. Předností adaptivní části je zavedení zpětné vazby od velikosti harmonického zvlnění d -složky proudu, na jehož základě je adaptována velikost průměrného ztrátového napětí během jedné periody PWM. Slabinou této části je poměrně pomalý postup adaptace (šest kroků za jednu elektrickou otáčku) a závislost na přesné detekci polarity fázových proudů. Úkolem pozorovatele zařazeného v dopředné vazbě je potlačit zbytková rušivá napětí. Přesnost odhadu kompenzačních napětí je závislá na parametrech a věrohodnosti samotného modelu PMSM, pozorovatel je nejvíce citlivý na chybu konstanty BEMF.

První kompenzační strategie navržená pro asynchronní motor doplňuje standardní kompenzaci o Kalmanovu filtraci. Díky tomu je výrazně zlepšena přesnost detekce polarity fázových proudů, především v kritické oblasti kolem jejich průchodu nulovou hodnotou. Kvalita kompenzace v tomto případě zůstává závislá na přesné znalosti parametrů měniče, protože určují velikost průměrného ztrátového napětí. Druhá prezentovaná metoda doplňuje standardní kompenzaci o harmonický kompenzátor. Jedná se o jednoduché a efektivní rozšíření, které zavádí zpětnou vazbu a minimalizuje přetrvávající parazitní 6. harmonickou složku proudů v dq -osách. K jeho aplikaci je nutné nastavit parametry adaptivního GM-filtru a dvojice PI regulátorů.

Všechny prezentované kompenzační strategie dokázaly výrazným způsobem potlačit negativní projevy deformací výstupních napětí, které jsou způsobeny nelinearitami měniče. Ve všech případech si vedly lépe než standardní kompenzace, která je uváděna pro základní srovnání. Nejlepších výsledků z navržených metod, které byly ověřeny na reálném PMSM, dosahuje metoda kombinující adaptivní přístup s pozorovatelem rušivých napětí. U asynchronního motoru dosahuje nejlepších výsledků metoda rozšiřující standardní kompenzaci o harmonický kompenzátor.

LITERATURA

- [1] Abronzini, U.; Attaianese, C.; D'Arpino, M.; aj.: Steady-State Dead-Time Compensation in VSI. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, sep 2016: s. 5858–5866, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2016.2586680.
- [2] Attaianese, C.; Tomasso, G.: Optimized modulation for PWM rectifiers. In *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, IEEE, 2002, ISBN 0-7803-7322-7, s. 1264–1269, doi:10.1109/PESW.2002.985219.
- [3] Bedetti, N.; Calligaro, S.; Petrella, R.: Accurate modeling, compensation and self-commissioning of inverter voltage distortion for high-performance motor drives. In *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, IEEE, mar 2014, ISBN 978-1-4799-2325-0, s. 1550–1557, doi:10.1109/APEC.2014.6803513.
- [4] Blaha, P.: Algoritmy pro bezsnímačové řízení asynchronních motorů. In *Habilitační práce*, Brno: Brno University of Technology, 2006, str. 158.
- [5] Bolognani, S.; Peretti, L.; Zigliotto, M.: Repetitive-Control-Based Self-Commissioning Procedure for Inverter Nonidealities Compensation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, sep 2008: s. 1587–1596, ISSN 0093-9994, doi:10.1109/TIA.2008.2002280.
- [6] Brown, I.; Lorenz, R.: Observer-based inverter disturbance compensation. In *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, sep 2009, ISBN 978-1-4244-2893-9, s. 2520–2527, doi:10.1109/ECCE.2009.5316413.
- [7] Dafang, W.; Bowen, Y.; Cheng, Z.; aj.: A Feedback-Type Phase Voltage Compensation Strategy Based on Phase Current Reconstruction for ACIM Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, sep 2014: s. 5031–5043, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2013.2285399.
- [8] Grewal, M.; Andrews, A.: Kalman Filtering: Theory and Practice with MATLAB. John Wiley & Sons, 2008, ISBN 978-0-470-17366-4, str. 575.
- [9] Hag-Wone Kim; Myung-Joong Youn; Kwan-Yuhl Cho; aj.: Nonlinearity estimation and compensation of PWM VSI for PMSM under resistance and flux linkage uncertainty. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, rok 14, 4, jul 2006: s. 589–601, ISSN 1063-6536, doi:10.1109/TCST.2006.876622.

- [10] Haifeng, X.; Yuyao, H.: Compensation of dead-time effects based on adaptive voltage disturbance estimator in PMSM drives. 2014, doi:10.1109/CCDC.2014.6852771.
- [11] Hao, W.; Junzheng, W.: A novel dead-time compensation in vector controlled PMSM system. *IEEE Proceedings of the 30th Control Conference*, 2011: s. 3478–3483.
- [12] Haruna, J.; Ikegami, S.; Hoshi, N.: A dead-time compensation method on A PWM control scheme for a 6 switches two PMSMs drive inverter. In *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, IEEE, nov 2013, ISBN 978-1-4799-0073-2, s. 143–148, doi:10.1109/IFEEEC.2013.6687494.
- [13] Hwang, Seon-Hwan, J.-M. K.: Dead Time Compensation Method for Voltage-Fed PWM Inverter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, mar 2010: s. 1–10, ISSN 0885-8969, doi:10.1109/TEC.2009.2031811.
- [14] Hyun-Soo Kim; Kyeong-Hwa Kim; Myung-Joong Youn: On-line dead-time compensation method based on time delay control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, mar 2003: s. 279–285, ISSN 1063-6536, doi: 10.1109/TCST.2003.809251.
- [15] Iliev, G.; Kasabov, N.: Adaptive blind noise suppression in some speech processing applications. In *ICONIP'99. ANZIS'99 & ANNES'99 & ACNN'99. 6th International Conference on Neural Information Processing. Proceedings (Cat. No.99EX378)*, IEEE, 1999, ISBN 0-7803-5871-6, s. 192–197, doi:10.1109/ICONIP.1999.843985.
- [16] Jong-Woo Choi; Seung-Ki Sul: A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995: s. 1001–1008, ISSN 00939994, doi:10.1109/28.464512.
- [17] Jong-Woo Choi, J.-W.; Seung-Ki Sul, S.-K.: Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, mar 1996: s. 221–227, ISSN 08858993, doi:10.1109/63.486169.
- [18] Kalman, R. E.: A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. *Transactions of the ASME–Journal of Basic Engineering*, 1960: s. 35–45.
- [19] Khan, W.: *Nonlinear and Adaptive Control of Motor Drives with Compensation of Drive Electronics*. Georgia Institute of Technology Atlanta, GA, USA, 1999, ISBN 0-599-71617-7, 214 s.

- [20] Kim, S.-Y.; Park, S.-Y.: Compensation of Dead-Time Effects Based on Adaptive Harmonic Filtering in the Vector-Controlled AC Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, jun 2007: s. 1768–1777, ISSN 0278-0046, doi: 10.1109/TIE.2007.895132.
- [21] Lee, B.; Kim, J.; Nam, K.: Simple on-line dead-time compensation scheme based on disturbance voltage observer. In *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, sep 2012, ISBN 978-1-4673-0803-8, s. 1857–1863, doi:10.1109/ECCE.2012.6342586.
- [22] Lee, D. H.; Ahn, J.-W.: A Simple and Direct Dead-Time Effect Compensation Scheme in PWM-VSI. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014: s. 1–1, ISSN 0093-9994, doi:10.1109/TIA.2014.2303932.
- [23] Liangliang Mao; Xudong Wang; Risha Na; aj.: Study of a novel dead-time compensation method for SVPWM. In *Proceedings of 2011 6th International Forum on Strategic Technology*, IEEE, aug 2011, ISBN 978-1-4577-0398-0, s. 278–282, doi:10.1109/IFOST.2011.6021022.
- [24] Lihua Chen; Fang Zheng Peng: Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, mar 2008: s. 574–580, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2007.915766.
- [25] Lin, J.-L.: A new approach of dead-time compensation for PWM voltage inverters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, apr 2002: s. 476–483, ISSN 10577122, doi:10.1109/81.995662.
- [26] Liu, G.; Wang, D.; Jin, Y.; aj.: Current-Detection-Independent Dead-Time Compensation Method Based on Terminal Voltage A/D Conversion for PWM VSI. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, oct 2017: s. 7689–7699, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2017.2696480.
- [27] Mannen, T.; Fujita, H.: Dead time compensation method based on current ripple estimation. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, sep 2013, ISBN 978-1-4799-0336-8, s. 775–782, doi:10.1109/ECCE.2013.6646781.
- [28] Morohoshi, T.; Hoshi, N.; Haruna, J.: Dead-time compensation of adjustable dead-time controlled three-phase resonant snubber inverter for induction motor drive application. In *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, oct 2013, ISBN 978-1-4799-1447-0, s. 1766–1770, doi: 10.1109/ICEMS.2013.6713289.

- [29] Morohoshi, T.; Hoshi, N.; Haruna, J.: Dead-time compensation scheme for adjustable dead-time controlled three-phase resonant snubber inverter. In *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, IEEE, jun 2013, ISBN 978-1-4799-0482-2, s. 836–841, doi:10.1109/ECCE-Asia.2013.6579201.
- [30] Munoz, A.; Lipo, T.: On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999: s. 683–689, ISSN 08858993, doi:10.1109/63.774205.
- [31] Murai, Y.; Riyanto, A.; Nakamura, H.; aj.: PWM strategy for high frequency carrier inverters eliminating current clamps during switching dead-time. In *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, IEEE, 1992, ISBN 0-7803-0635-X, s. 317–322, doi:10.1109/IAS.1992.244278.
- [32] Neborák, I.: Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2002, str. 172.
- [33] Nelson, K.; Dao, P.-V.; Soderstrand, M.; aj.: A modified fixed-point computational gradient descent Gray-Markel notch filter method for sinusoidal detection and attenuation. In *Proceedings of 1997 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Circuits and Systems in the Information Age ISCAS '97*, IEEE, 1997, ISBN 0-7803-3583-X, s. 2525–2528, doi:10.1109/ISCAS.1997.612838.
- [34] Novák, J.: Současné trendy rozvoje elektrických pohonů napájených z polovodičových měničů. *AUTOMA*, 2000.
- [35] Pohl, L.; Vesely, L.: PMSM control framework with dSPACE real-time control platform. In *2012 IEEE 16th International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES)*, IEEE, jun 2012, ISBN 978-1-4673-2695-7, s. 179–183, doi:10.1109/INES.2012.6249827.
- [36] Qinpeng Huang; Weikun Niu; Haiping Xu; aj.: Analysis on dead-time compensation method for direct-drive PMSM servo system. In *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, IEEE, oct 2013, ISBN 978-1-4799-1447-0, s. 1271–1276, doi:10.1109/ICEMS.2013.6713355.
- [37] Regalia, P.; Mitra, S.; Vaidyanathan, P.: The digital all-pass filter: a versatile signal processing building block. *Proceedings of the IEEE*, 1988: s. 19–37, ISSN 00189219, doi:10.1109/5.3286.
- [38] Sam-Young Kim; Wootaik Lee; Min-Sik Rho; aj.: Effective Dead-Time Compensation Using a Simple Vectorial Disturbance Estimator in PMSM Drives.

- IEEE Transactions on Industrial Electronics*, may 2010: s. 1609–1614, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2009.2033098.
- [39] Sang-Hoon Kim; In-Bum Seo; Nae-Chun Park: Flux-weakening control of PMSM considering inverter nonlinearity. In *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, IEEE, jun 2012, ISBN 978-1-4577-2085-7, s. 2377–2383, doi:10.1109/IPEMC.2012.6259227.
 - [40] Shihong Park; Jahns, T.: A novel dead-time elimination method using single-input enhanced phase-leg configuration. In *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, IEEE, 2003, ISBN 0-7803-7883-0, s. 2033–2040, doi:10.1109/IAS.2003.1257846.
 - [41] Simon, D.: Optimal State Estimation: Kalman, H Infinity, and Nonlinear Approaches. John Wiley & Sons, 2006, ISBN 978-0-471-70858-2, str. 552.
 - [42] Slemon, G.: Modelling of induction machines for electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989: s. 1126–1131, ISSN 00939994, doi:10.1109/28.44251.
 - [43] Sul, S.-K.: Control of Electric Machine Drive Systems (IEEE Press Series on Power Engineering). Wiley-IEEE Press, 2011, ISBN 978-0470590799, str. 424.
 - [44] Taylor, F.: A distributed Gray-Markel filter. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, jun 1983: s. 761–763, ISSN 0096-3518, doi:10.1109/TASSP.1983.1164086.
 - [45] Urasaki, N.; Senjyu, T.; Kinjo, T.; aj.: Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero current clamp and parasitic capacitor effects into account. In *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, IEEE, 2004, ISBN 0-7803-8730-9, s. 2718–2723, doi:10.1109/IECON.2004.1432236.
 - [46] Urasaki, N.; Senjyu, T.; Uezato, K.; aj.: On-line dead-time compensation method for permanent magnet synchronous motor drive. In *2002 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2002. IEEE ICIT '02.*, IEEE, 2002, ISBN 0-7803-7657-9, s. 268–273, doi:10.1109/ICIT.2002.1189905.
 - [47] Urasaki, N.; Senjyu, T.; Uezato, K.; aj.: Adaptive Dead-Time Compensation Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, jun 2007: s. 271–280, ISSN 0885-8969, doi:10.1109/TEC.2006.875469.

- [48] Wang, G. L.; Xu, D. G.; Yu, Y.: A novel strategy of dead-time compensation for PWM voltage-source inverter. In *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, IEEE, feb 2008, ISBN 978-1-4244-1873-2, ISSN 1048-2334, s. 1779–1783, doi:10.1109/APEC.2008.4522967.
- [49] Wang, H.; Pei, X.; Chen, Y.; aj.: An adaptive dead-time compensation method for sinusoidal PWM-controlled voltage source inverter with output LC filter. In *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, mar 2011, ISBN 978-1-4244-8084-5, s. 778–785, doi: 10.1109/APEC.2011.5744684.
- [50] Wang, J.; Hoang, K.; Aorith, H.: Online feedback-based field weakening control of interior permanent magnet brushless AC drives for traction applications accounting for nonlinear inverter characteristics. In *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, Institution of Engineering and Technology, 2014, ISBN 978-1-84919-815-8, s. 2.14.01–2.14.01, doi:10.1049/cp.2014.0452.
- [51] Xinmei Yuan; Brown, I.; Lorenz, R.; aj.: Observer-based inverter disturbance compensation. In *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, sep 2009, ISBN 978-1-4244-2893-9, s. 2520–2527, doi:10.1109/ECCE.2009.5316413.
- [52] Yong-Kai Lin; Yen-Shin Lai: Dead-time elimination of pwm-controlled inverter/converter without separate power sources for current polarity detection circuit. In *2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, IEEE, nov 2008, ISBN 978-1-4244-1887-9, s. 130–135, doi:10.1109/ICSET.2008.4746986.
- [53] Yong-Kai Lin; Yen-Shin Lai: Dead-Time Elimination of PWM-Controlled Inverter/Converter Without Separate Power Sources for Current Polarity Detection Circuit. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, jun 2009: s. 2121–2127, ISSN 0278-0046, doi:10.1109/TIE.2009.2014305.
- [54] Zhang, J.; Luo, F. L.: An accurate approach of dead-time compensation for three-phase DC/AC inverter. In *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, IEEE, may 2009, ISBN 978-1-4244-2799-4, s. 2929–2934, doi:10.1109/ICIEA.2009.5138745.
- [55] Zhang, Z.; Xu, L.: Dead-Time Compensation of Inverters Considering Snubber and Parasitic Capacitance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, jun 2014: s. 3179–3187, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2013.2275551.

- [56] Zhao, H.; Wu, Q.; Kawamura, A.: An Accurate Approach of Nonlinearity Compensation for VSI Inverter Output Voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004: s. 1029–1035, ISSN 0885-8993, doi:10.1109/TPEL.2004.830072.
- [57] Zhao, Y.; Qiao, W.; Wu, L.: Dead-Time Effect Analysis and Compensation for a Sliding-Mode Position Observer-Based Sensorless IPMSM Control System. *IEEE Transactions on Industry Applications*, may 2015: s. 2528–2535, ISSN 0093-9994, doi:10.1109/TIA.2014.2372094.
- [58] Zheng, G.; Guo, S.; Cai, S.; aj.: Efficiency analysis of two dead-time compensation methods for SVPWM in motor drive system of the electric vehicle. In *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, IEEE, jun 2012, ISBN 978-1-4577-2085-7, s. 2489–2493, doi: 10.1109/IPEMC.2012.6259248.
- [59] Zhou, L.: Dead-time compensation method of SVPWM based on DSP. In *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, IEEE, may 2009, ISBN 978-1-4244-2799-4, s. 2355–2358, doi:10.1109/ICIEA.2009.5138620.
- [60] Zitzelsberger, J.; Hofmann, W.: Space Vector Modulation with Current Based Dead Time Compensation using Kalman-Filter. In *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, IEEE, nov 2006, ISBN 1-4244-0390-1, ISSN 1553-572X, s. 1533–1538, doi:10.1109/IECON.2006.347612.

VLASTNÍ PUBLIKAČNÍ ČINNOST

- [61] Buchta, L.: Návrh a implementace Hinfinity regulátorů. In *Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií 2012*, Trojanovice: LITERA BRNO, Tábor 43a, 612 00, 2012, ISBN 978-80-214-4527- 7, s. 39–44.
- [62] Buchta, L.: Dead-Time Compensation in Vector Controlled AC System. In *In Proceeding of the 19th Conference STUDENT EEICT 2013*, Brno: LITERA BRNO, Tábor 43a, 612 00, 2013, ISBN 978-80-214-4695- 3, s. 67–71.
- [63] Buchta, L.: Dead-time compensation method using Kalman filter in the vector-controlled ac system. In *20th International Conference on Soft Computing*, Brno, 2014, ISBN 978-80-214-4984- 8, s. 387–392.
- [64] Buchta, L.: Dead-Time Compensation Method with Harmonic Compensator. In *In Proceeding of the 20th Conference STUDENT EEICT 2014*, Brno, 2014, s. 57–61.
- [65] Buchta, L.: Online Adaptive Compensation Scheme for Dead-Time and Inverter Nonlinearity in PMSM Drive. *IFAC-PapersOnLine*, 2016: s. 43–48, ISSN 24058963, doi:10.1016/j.ifacol.2016.12.008.
- [66] Buchta, L.; Dvořáček, M.: Performance, Robustness and Implementation of controllers. In *Proceeding of the 18th Conference STUDENT EEICT 2012*, Brno: LITERA BRNO, Tábor 43a, 612 00, 2012, ISBN 978-80-214-4461- 4, s. 92–94.
- [67] Buchta, L.; Graf, M.; Vesely, I.: Dead-Time Compensation Method with Adaptive Bandpass Filter in the Vector-Controlled AC System. *IFAC Proceedings Volumes*, sep 2013: s. 62–67, ISSN 14746670, doi:10.3182/20130925-3-CZ-3023.00033.
- [68] Buchta, L.; Otava, L.: Online adaptive compensation scheme for inverter non-linearity in PMSM drive. In *2015 7th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, IEEE, oct 2015, ISBN 978-1-4673-9283-9, s. 166–171, doi:10.1109/ICUMT.2015.7382422.
- [69] Buchta, L.; Otava, L.: Adaptive compensation of inverter non-linearities based on the Kalman filter. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, oct 2016, ISBN 978-1-5090-3474-1, s. 4301–4306, doi:10.1109/IECON.2016.7793370.
- [70] Buchta, L.; Otava, L.: Compensation of Dead-Time Effects Based on Kalman Filter for PMSM Drives. *IFAC-PapersOnLine*, 2018: s. 18–23, ISSN 24058963, doi:10.1016/j.ifacol.2018.07.123.

- [71] Buchta, L.; Otava, L.; Graf, M.: Effective dead-time compensation using adaptive harmonic compensator. *IFAC-PapersOnLine*, 2015, ISSN 24058963, doi:10.1016/j.ifacol.2015.07.057.
- [72] Buchta, L.; Pohl, L.: Dead-time compensation strategy with adaptive harmonic compensator. In *2014 International Conference on Applied Electronics*, IEEE, sep 2014, ISBN 978-8-0261-0277-9, ISSN 1803-7232, s. 59–62, doi:10.1109/AE.2014.7011668.
- [73] Buchta, L.; Pohl, L.: Online compensation of inverter non-linearities using a simple voltage disturbance estimator in PMSM drives. In *2016 6th IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICC-SCE)*, IEEE, 2016, ISBN 978-1-5090-1178-0, s. 135–140, doi:10.1109/ICCSCCE.2016.7893559.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

Zkratky

PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PWM	Pulse-Width Modulation
SVPWM	Space Vector Pulse-Width Modulation
VSI	Voltage Source Inverter
EMF	Electromotive Force
BEMF	Back Electromotive Force
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
HD	Harmonic Distortion
HRI	Harmonic Ratio of the Current
KF	Kalman Filtr
EKF	Extended Kalman Filtr

Konstanty

R_s	odpor statoru
R_r	odpor rotoru
L_s	indukčnost statoru
L_r	indukčnost rotoru
L_m	vzájemná indukčnost
L_d	podélná indukčnost
L_q	příčná indukčnost
λ_m	konstanta elektromotorického napětí
J_m	moment setrvačnosti
P_n	jmenovitý výkon
M_e	moment motoru
p_p	počet pólových dvojic
T_s	perioda vzorkování
T_{PWM}	perioda PWM
T_d	mrtvá doba
t_{on}	doba sepnutí tranzistoru
t_{off}	doba rozepnutí tranzistoru
V_{DC}	napětí na stejnosměrném meziobvodu
V_{sat}	napěťový úbytek na tranzistoru
V_d	napěťový úbytek na diodě
C_P	parazitní kapacita spínacích prvků
C_{zcc}	mezní hodnota kapacita spínacích prvků
σ	činitel celkového rozptylu

Proměnné

i	složka proudu
\mathbf{i}	vektor proudu
u	složka napětí
\mathbf{u}	vektor napětí
Δu	složka rušivého napětí
$\Delta \mathbf{u}$	vektor rušivého napětí
Ψ	složka magnetického toku
$\mathbf{\Psi}$	vektor magnetického toku
ε	odchylka regulátoru
ω_r	mechanická úhlová rychlost rotoru
ω_e	elektrická úhlová rychlost rotoru
ω_s	synchronní úhlová rychlost pole
ω_{sl}	skluzová úhlová rychlost pole
θ_r	mechanická pozice rotoru
θ_e	elektrická pozice rotoru
φ	úhel proudového vektoru
v_{dead}	velikost napěťové chyby během jedné periody PWM
s	Laplaceův operátor
z	operátor Z- transformace
p	operátor derivace

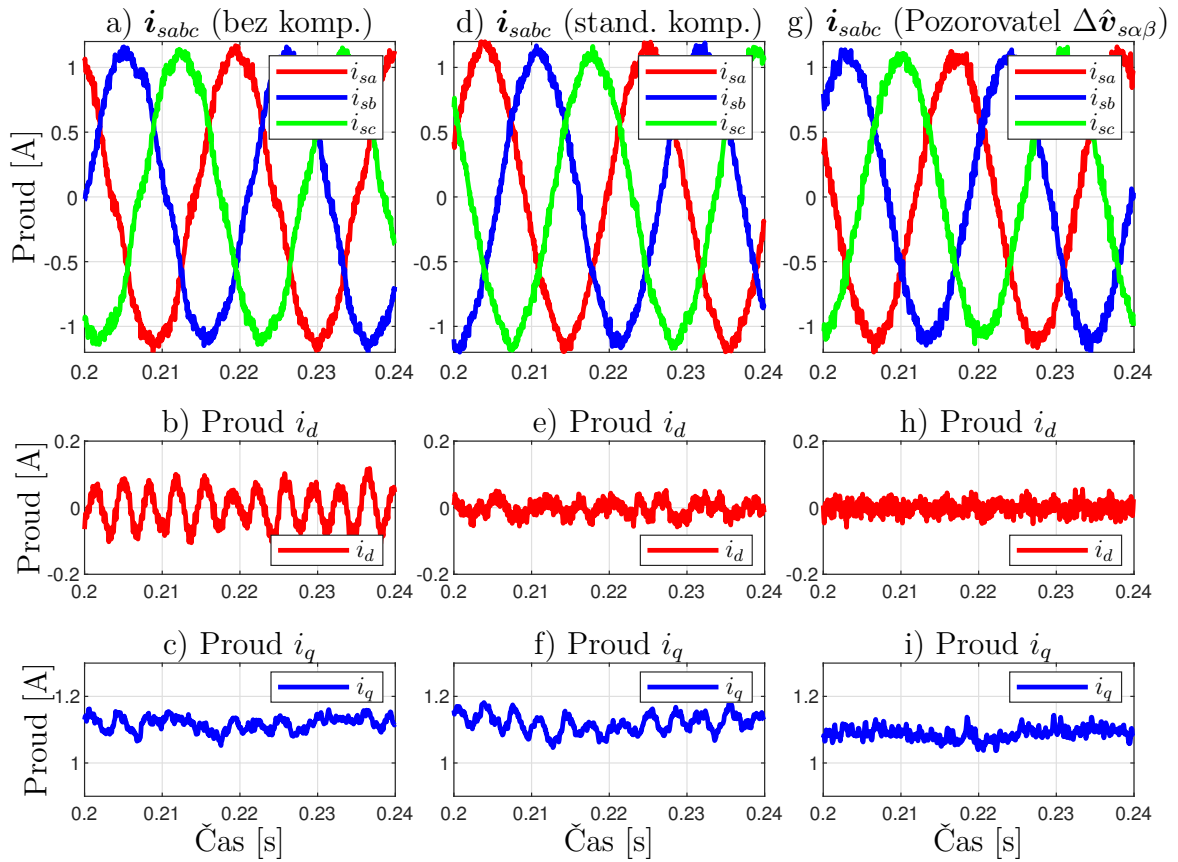
SEZNAM PŘÍLOH

A	Výsledky reálných experimentů	146
A.1	Pozorovatel rušivých napětí s váhováním odchylek proudů	146
B	Bloková schémata pro DS1103	151
B.1	Blokové schéma řídicího algoritmu asynchronního motoru	151
B.2	Blokové schéma vektorového řízení asynchronního motoru	152
B.3	Blokové schéma řídicího algoritmu pro PMSM	153

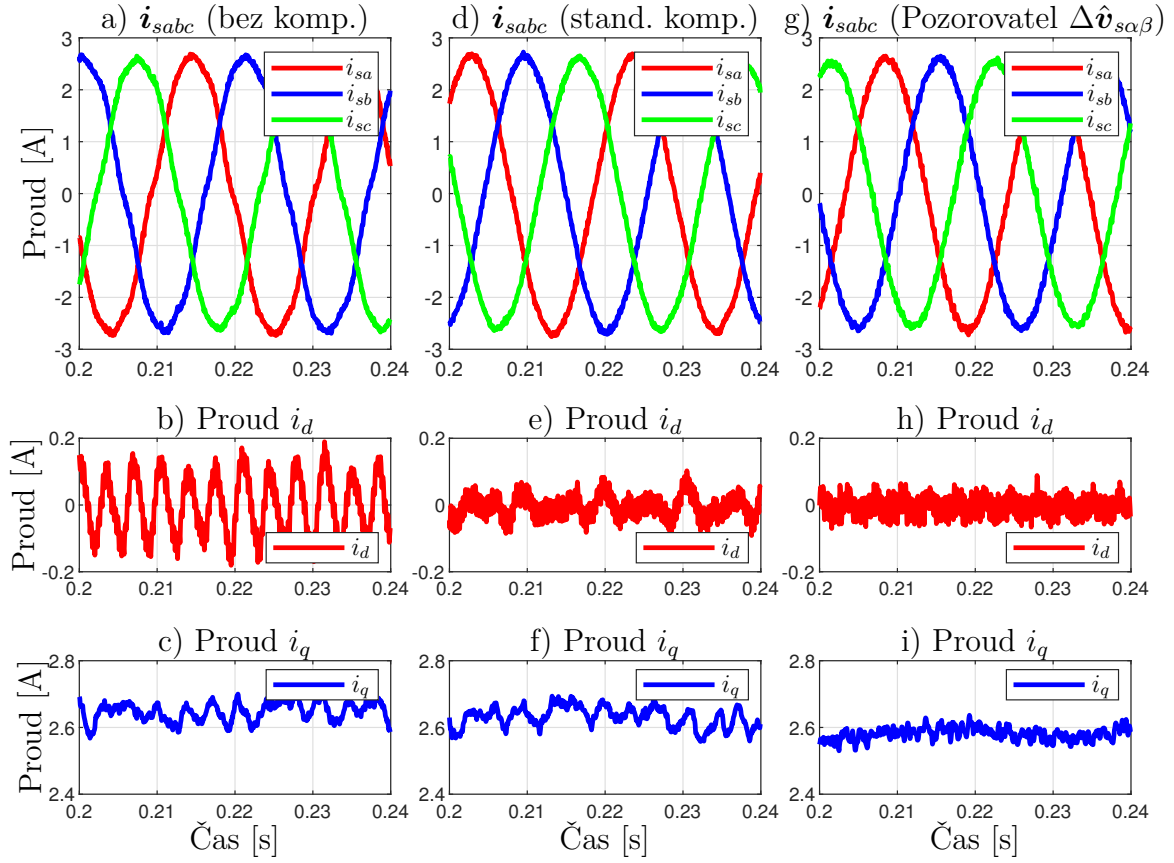
A VÝSLEDKY REÁLNÝCH EXPERIMENTŮ

A.1 Pozorovatel rušivých napětí s váhováním odchylek proudů

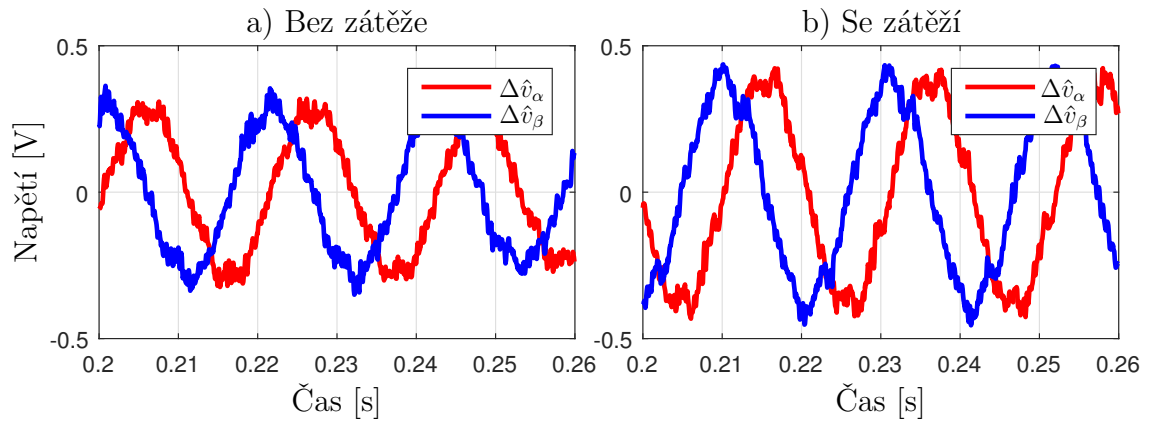
Zde jsou prezentovány průběhy proudů bez kompenzace a po kompenzaci rušivých napětí buď pomocí standardní kompenzace nebo pomocí pozorovatele napětí $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$. Výsledky jsou prezentovány během ustáleného stavu při rychlosti rotoru 100 rad/s a v případě bez/se zatížením.



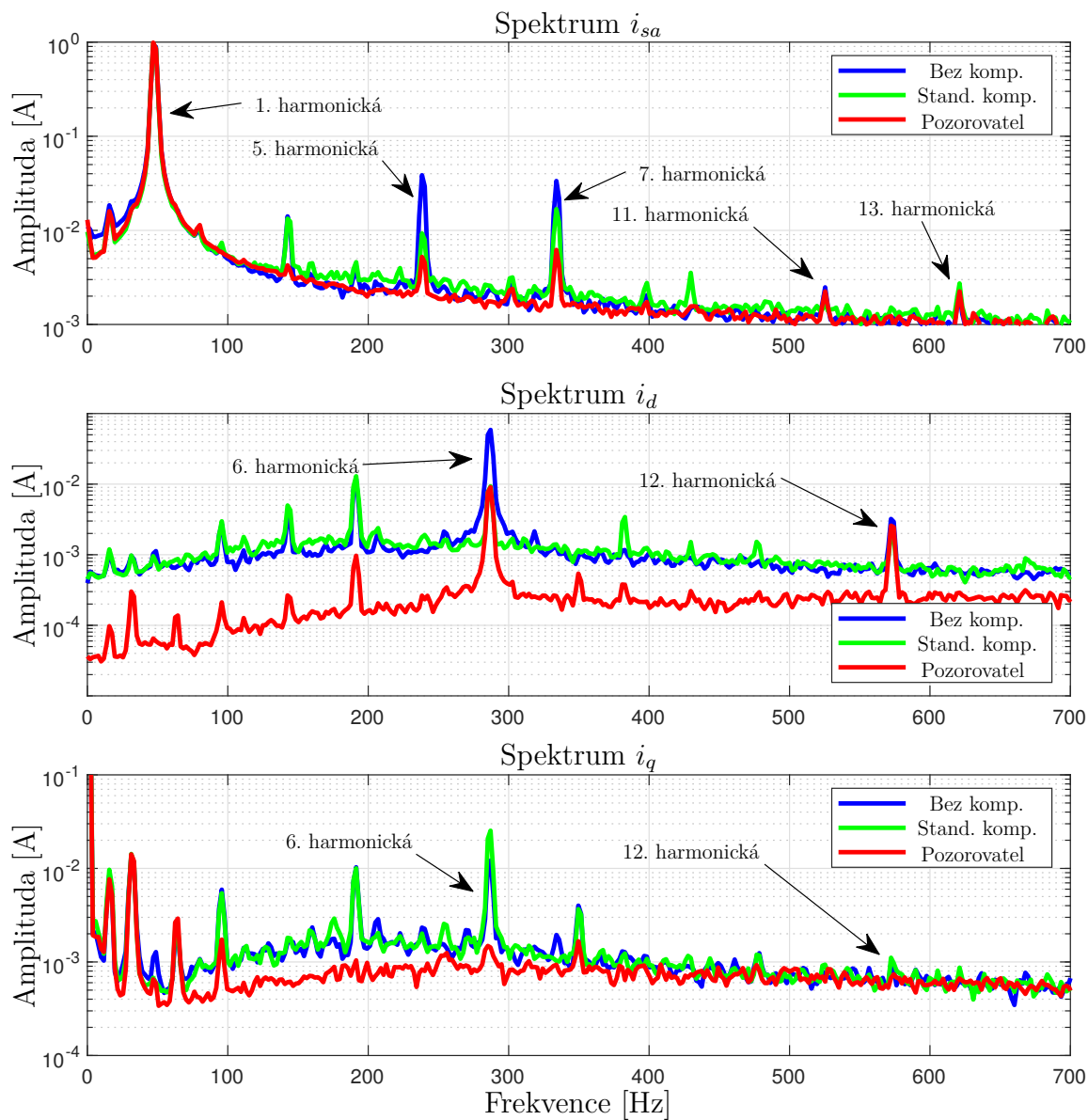
Obr. A.1: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 100 rad/s, bez zátěže). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace. g)-i) Pozorovatel $\Delta\hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$.



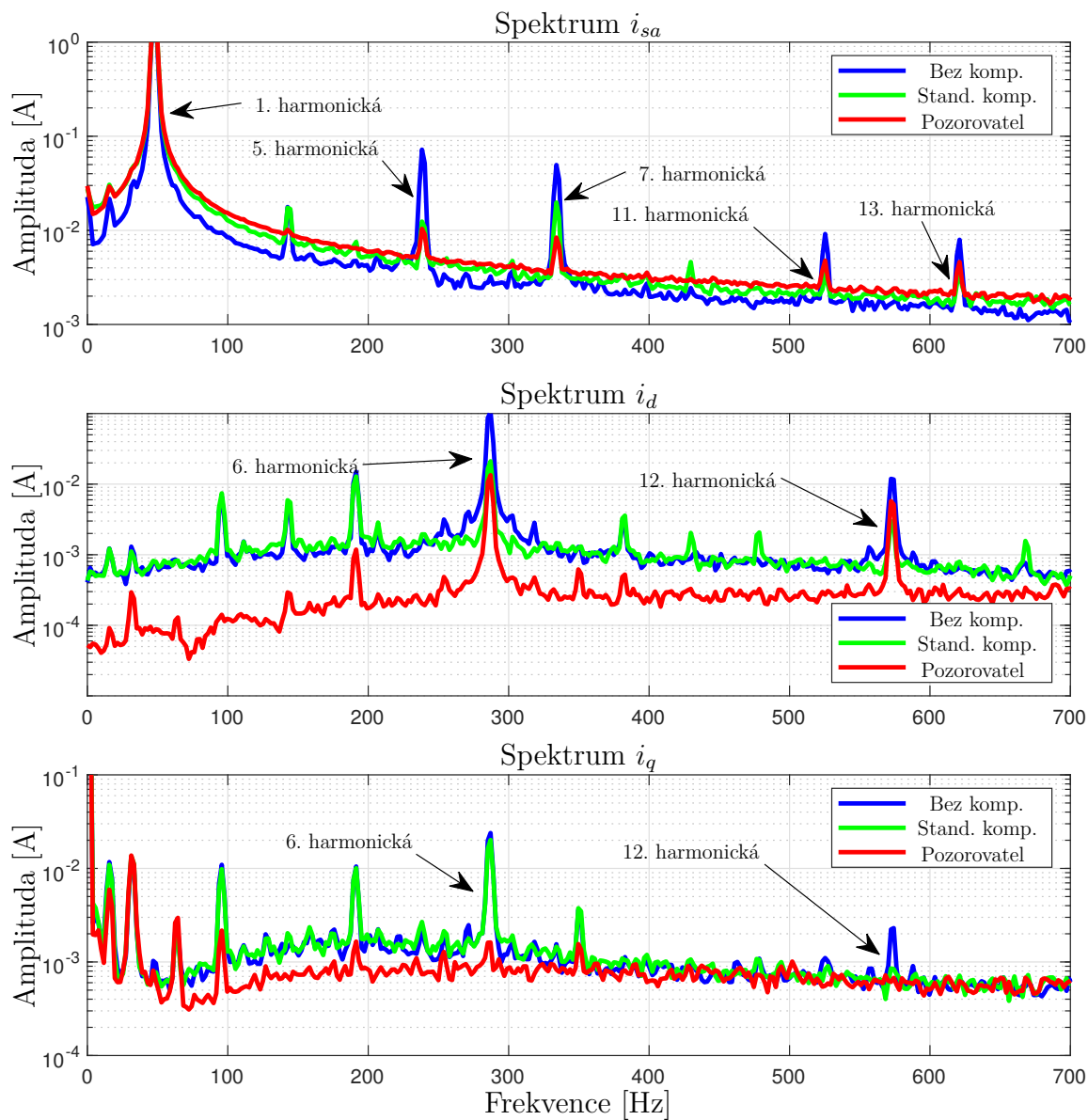
Obr. A.2: Srovnání průběhů fázových proudů i_{sabc} a proudů v dq - osách (otáčky 100 rad/s, se zátěží). a)-c) Bez kompenzace. d)-f) Standardní kompenzace. g)-i) Pozorovatel $\Delta\hat{v}_{s\alpha\beta}$.



Obr. A.3: Odhadovaná kompenzační napětí $\Delta\hat{v}_{\alpha\beta}$ pro otáčky 100 rad/s. a) bez zátěže. b) se zátěží.



Obr. A.4: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 100 rad/s, bez zátěže).
a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.



Obr. A.5: Porovnání frekvenčních spekter proudů (otáčky 100 rad/s, se zátěží). a) Spektrum proudu a - fáze. b) Spektrum d - složky proudu. c) Spektrum q - složky proudu.

Tab. A.1: Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 100$ rad/s, bez zátěže)

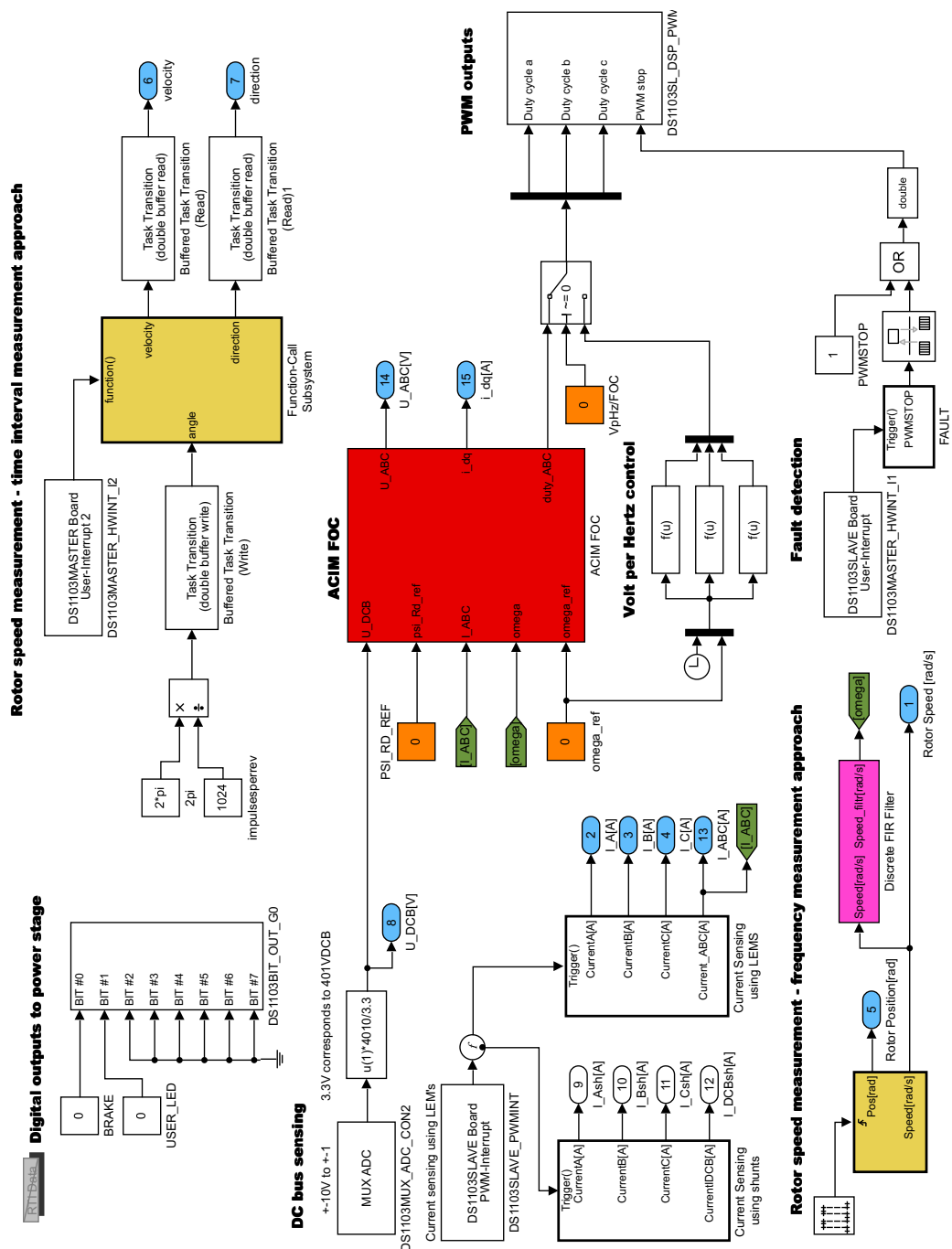
Metoda	5. harm. $f_5 = 238,3$ Hz HRI_5 [%]	7. harm. $f_7 = 334$ Hz HRI_7 [%]	11. harm. $f_{11} = 525,4$ Hz HRI_{11} [%]	13. harm. $f_{13} = 625,1$ Hz HRI_{13} [%]	HD [%]
Bez kompenzace	4,2	3,64	0,27	0,23	5,57
Standardní komp.	0,96	1,74	0,17	0,28	2,02
Pozorovatel $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$	0,53	0,63	0,23	0,23	0,88

Tab. A.2: Harmonické zkreslení proudů - Experiment na reálném PMSM ($\omega_r = 100$ rad/s, se zátěží)

Metoda	5. harm. $f_5 = 238,3$ Hz HRI_5 [%]	7. harm. $f_7 = 334$ Hz HRI_7 [%]	11. harm. $f_{11} = 525,4$ Hz HRI_{11} [%]	13. harm. $f_{13} = 625,1$ Hz HRI_{13} [%]	HD [%]
Bez kompenzace	3,13	2,15	0,4	0,35	3,84
Standardní komp.	0,56	0,9	0,16	0,17	1,08
Pozorovatel $\Delta \hat{\mathbf{v}}_{s\alpha\beta}$	0,47	0,38	0,21	0,21	0,67

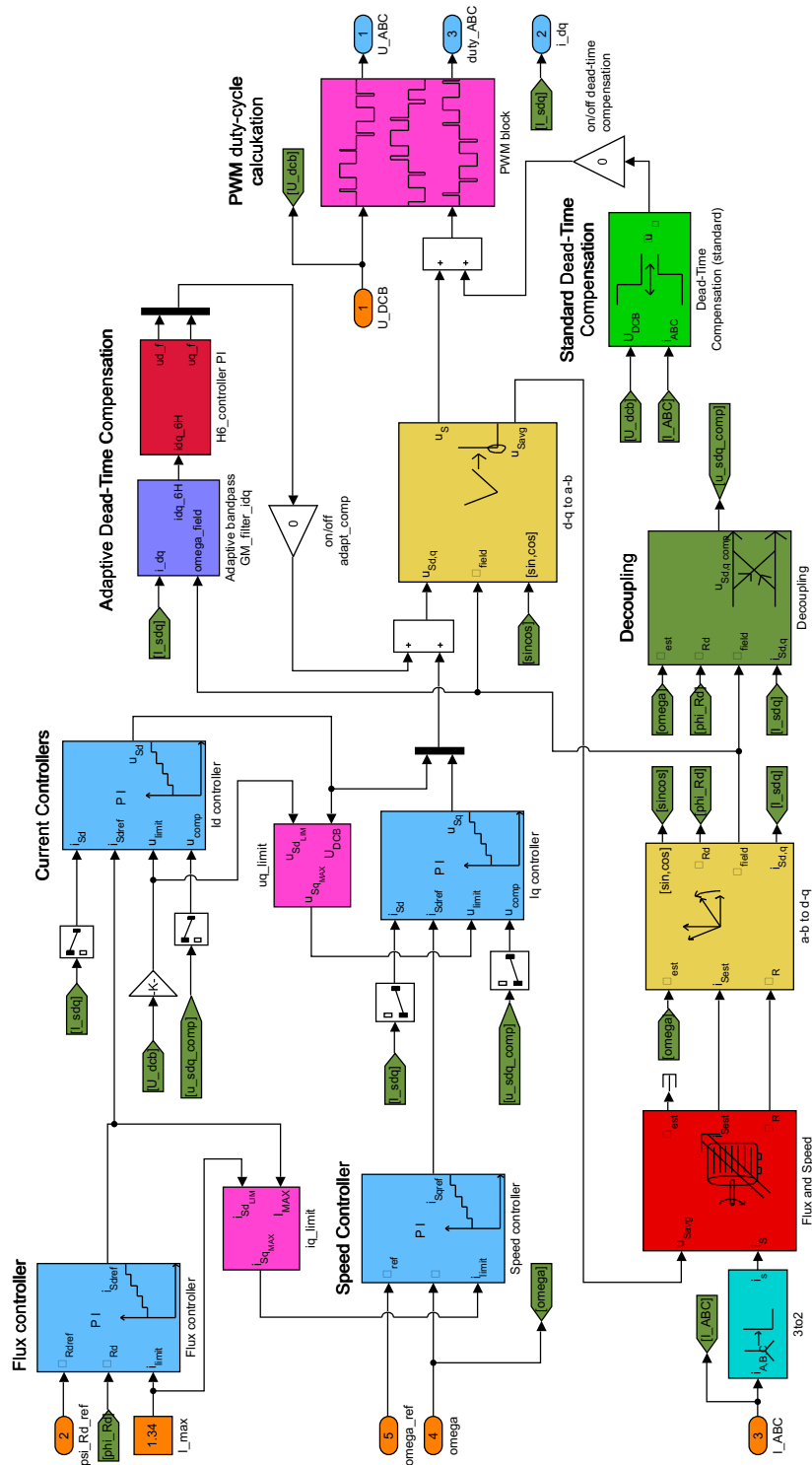
B BLOKOVÁ SCHÉMATA PRO DS1103

B.1 Blokové schéma řídicího algoritmu asynchronního motoru



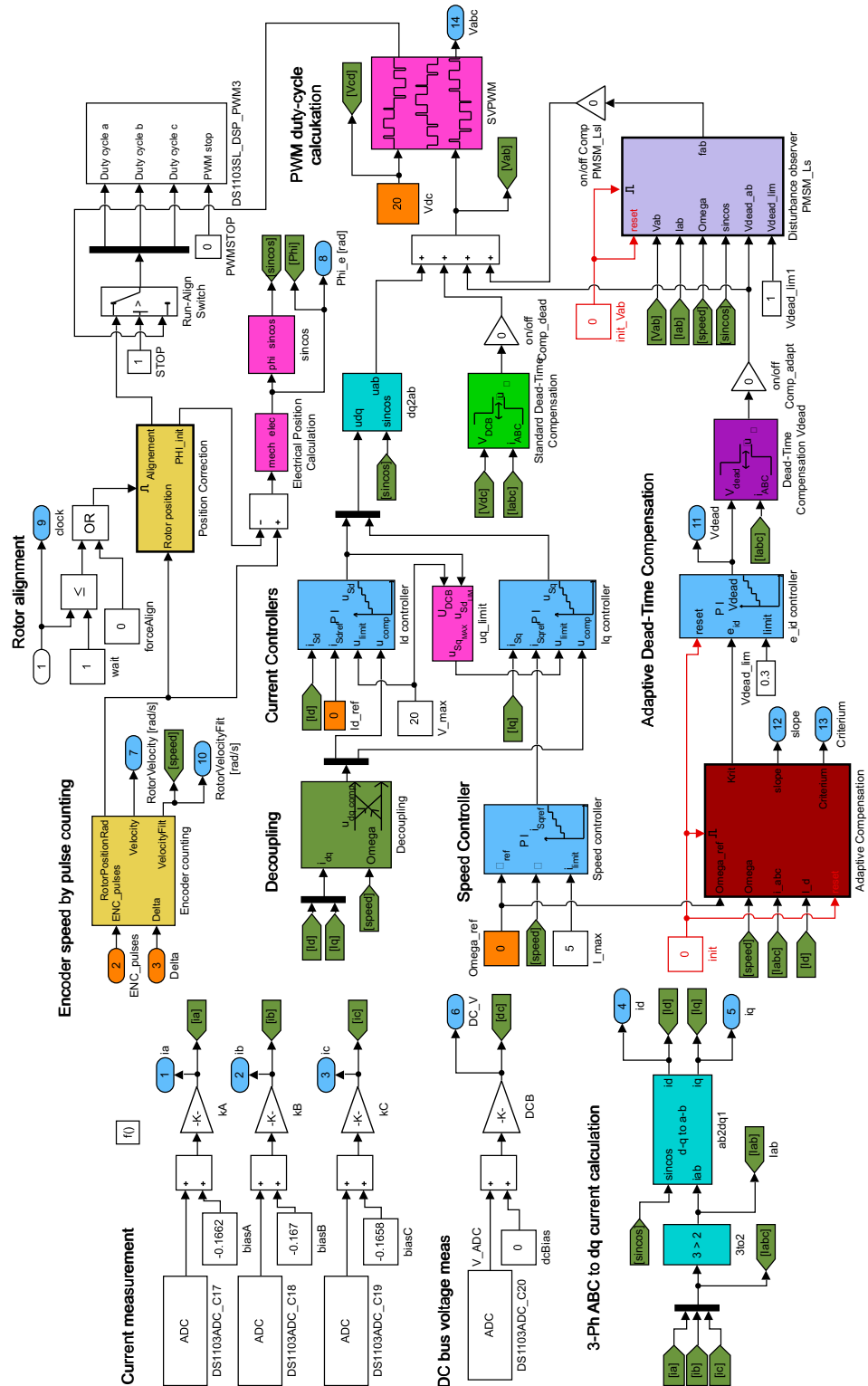
Obr. B.1: MATLAB/Simulink blokové schéma řídicího algoritmu asynchronního motoru pro platformu DS1103.

B.2 Blokové schéma vektorového řízení asynchronního motoru



Obr. B.2: MATLAB/Simulink blokové schéma vektorového řízení a adaptivní kompenzace pro asynchronní motor na platformu DS1103.

B.3 Blokové schéma řídicího algoritmu pro PMSM



Obr. B.3: MATLAB/Simulink blokové schéma řídicího algoritmu s kombinací adaptivní kompenzace a pozorovatelem napětového rušení pro platformu DS1103.